OTRAS PUBLICACIONES DE EDICIONES URMO

Electrotecnia industrial, por J. Arana
Manual práctico de medidas eléctricas y ensayo de máquinas, por M. Lafosse
Manual de medidas electrónicas industriales, por A. Schure
Manual práctico de electrotecnia
Tomo I. **Corriente continua,** por Pfestorf y Siebert
Tomo II. **Corriente alterna,** por Pfestorf y Siebert
Tomo III. **Campos eléctrico y magnético,** por Pfestorf y Edelmann
Tomo IV. **Teoría de la corriente alterna,** Vol. I, por Pfestorf y Wagener
Tomo V. **Teoría de la corriente alterna,** Vol. II, por Pfestorf y Freise
Electrónica industrial, por G. Goudet
Principios de tecnología de la televisión, Vols. I-II, por Whitehead
Instrumentos digitales, por K. J. Dean
Teoría general de las máquinas eléctricas, por B. Adkins
Física, Tomos I-II, por J. Franeau
Manual de anticorrosión, por J. Maurin
Metalografía microscópica práctica, por Greaves
Trazado y cálculo de calderería, por A. J. Ayala
El secado, por Kneule
Soldadura de los aceros inoxidables, por F. Delattre
Técnicas del vacío en metalurgia, por J. A. Belk
La química de los cementos, Tomo I, por W. Taylor
Diccionario de metalurgia, por Clason
Diccionario náutico, Tomos I-II-III, por Segditsas
Enciclopedia del aluminio, Vols. I-II-III, por los Ingenieros Pechiney
Microscopia teórico-práctica, por Casartelli
Teoría de la elasticidad, por Timoshenko y Goodier
Tratado práctico de la técnica del vacío, por M. Morand

TRANSISTOR TEORIA Y CIRCUITOS

K. J. DEAN

TRANSISTORES

Teoría y Circuito

---

por

K. J. DEAN

Jefe del Departamento de Ciencias
e Ingeniería Eléctrica
del Colegio de Tecnología de Letchworth (Inglaterra)

Traducido por

Román González del Campo

Licenciado en Ciencias Químicas
Colaborador de la J.E.N.

EDICIONES URMO
ESPARTERO, 10 - BILBAO

Unica traducción autorizada al castellano de la obra en lengua inglesa *Transistors Theory and Circuitry* © 1964, McGraw-Hill Publishing Company Limited, de Londres.

© Ediciones Urmo. Bilbao. Hecho el depósito que marca la ley

Depósito legal: BI. 2057-1968

Impreso en España 1968 Printed in Spain

Artes Gráficas Grijelmo, S. A. Uribitarte, 4. Bilbao (España)

A mi esposa
con mi gratitud por su ayuda y paciencia

Prefacio

Este libro fue escrito como resultado de la experiencia en la enseñanza de electrónica y, principalmente, circuitos de transistores. Se ha intentado hacer en él una comparación entre el análisis de los circuitos y el diseño de los mismos. Actualmente parece que existe una creciente tendencia en las universidades y colegios de tecnología a concentrarse sobre el análisis matemático de circuitos, a veces sin examinar mucho los circuitos prácticos. El principal empleo de un análisis minucioso de circuitos equivalentes, por ejemplo, deberá ser sin duda alguna de tal forma que permita al diseñador efectuar las aproximaciones adecuadas en la situación en que él se encuentra. El diseñador deberá resolver los problemas prácticos sobre la elección del punto del funcionamiento, la reducción del ruido y la estabilidad térmica.

En este libro se ha evitado deliberadamente el empleo de algunos instrumentos matemáticos potentes, de forma que el texto pudiera tener un empleo más amplio. Se espera que este libro sea de utilidad para los estudiantes que desean obtener un título o diploma de tecnología en ingeniería eléctrica o física aplicada. Este libro puede ser también interesante para los diplomados que se interesen por el diseño de circuitos de transistores, o que hallen un creciente empleo de la electrónica en la investigación y en la industria. La creciente asistencia a los cursos de transistores en todo el Reino Unido y el creciente interés por los diodos túnel, rectificadores controlados por silicio y dispositivos de efecto de campo, entre otros, muestran el amplio empleo de la electrónica en la práctica.

La reciente creación de los transistores epitaxiales de silicio y la tendencia a la construcción modular son examinadas en este libro. El empleo de subconjuntos electrónicos y circuitos monobloque microminiaturizados,

especialmente en el campo de la computación, control numérico e instrumentación nuclear, puede ser un avance de las cosas que van a venir. Su empleo inteligente debe depender, en último caso, no simplemente de las reglas o tablas de cargas, sino del análisis de los circuitos y de un perfecto conocimiento de los principios del diseño de los mismos.

Quisiera expresar mi agradecimiento a aquellas personas que han colaborado en la confección de este libro y en particular al señor F. C. Evans del Colegio de Tecnología de Kingston.

K. J. D.

Indice

Prefacio 9

Vocabulario de símbolos 13

CAPÍTULO 1. Física del semiconductor 17

CAPÍTULO 2. Tipos de transistores y características de transistores 33

CAPÍTULO 3. Amplificadores de pequeña señal en audiofrecuencias. 61

CAPÍTULO 4. Acoplamiento directo y realimentación negativa 81

CAPÍTULO 5. Amplificadores sintonizados 105

CAPÍTULO 6. Amplificadores de potencia 124

CAPÍTULO 7. Diodos semiconductores 147

CAPÍTULO 8. Fuentes de alimentación 172

CAPÍTULO 9. Osciladores sinusoidales 188

CAPÍTULO 10. Circuitos de conmutación y de impulsos. 203

APÉNDICE A. Fórmulas para la conversión entre parámetros. 231

APÉNDICE B. Derivación de la impedancia de entrada, impedancia de salida, ganancia de corriente y ganancia de tensión de los amplificadores en las tres modalidades de trabajo 235

APÉNDICE C. Análisis de los cuatro principales sistemas de realimentación negativa. 243

Indice alfabético 251

Vocabulario de símbolos

a_i ganancia de corriente;
a_v ganancia de tensión;
a_w ganancia de potencia;
A_v ganancia de tensión sin realimentación negativa;
α ganancia de corriente del transistor en la modalidad de base común;
α' ganancia de corriente del transistor en la modalidad de emisor común;
α'' ganancia de corriente del transistor en la modalidad de colector común;
α'_o ganancia de corriente del transistor cuando $V_{cb} = 0$;
α'_s ganancia de corriente del transistor *a la presentación* en la modalidad de emisor común;
c_o capacitancia de salida (usando parámetros y);
c_i capacitancia de entrada (usando parámetros y);
D_n coeficiente de difusión para electrones;
D_p coeficiente de difusión para huecos;
E_F energía de Fermi;
ε fracción de niveles de energía posibles a una energía E que está ocupada a una temperatura absoluta T;
f_α frecuencia a la cual la ganancia de corriente en cortocircuito de base común ha bajado a 0,707 de su valor en baja frecuencia;
f_1 frecuencia a la cual la ganancia de corriente en cortocircuito de emisor común ha caído a 1;
f_T frecuencia a la cual la ganancia de corriente en cortocircuito de emisor común se calcula que caiga a 1, en el supuesto de una caída de 6 dB por octava;

g_i conductancia de entrada (usando parámetros y);
g_m conductancia mutua, es decir, una pequeña variación en la corriente de salida dividida por la variación en la tensión de entrada que la produce a tensión de salida constante;
g_o conductancia de salida (usando parámetros y);
h_i uno de los parámetros generales h, $(\partial V_i/\partial I_i)_{V_o}$;
h_{ib} parámetro h_i referido a la modalidad de base común;
h_{ic} parámetro h_i referido a la modalidad de colector común;
h_{ie} parámetro h_i referido a la modalidad de emisor común;
h_f uno de los parámetros generales $h, (\partial I_o/\partial I_i)_{V_o}$;
h_{fb} parámetro h_f referido a la modalidad de base común;
h_{fc} parámetro h_f referido a la modalidad de colector común;
h_{fe} parámetro h_f referido a la modalidad de emisor común;
h_r uno de los parámetros generales $h, (\partial V_i/\partial V_o)_{I_i}$;
h_{rb} parámetro h_r referido a la modalidad de base común;
h_{rc} parámetro h_r referido a la modalidad de colector común;
h_{re} parámetro h_r referido a la modalidad de emisor común;
h_r uno de los parámetros generales $h, (\partial I_o/\partial V_o)_{I_i}$;
h_{ob} parámetro h_o referido a la modalidad de base común;
h_{oc} parámetro h_o referido a la modalidad de colector común;
h_{oe} parámetro h_o referido a la modalidad de emisor común;
I_b corriente continua de base;
i_b componente alterna de la corriente de base;
I_c corriente continua de colector;
i_c componente alterna de la corriente de colector;
I_{cbo} corriente de fuga de un circuito de base común;
I_{ceo} corriente de fuga de un circuito de emisor común;
I_{cs} corriente de colector térmicamente estabilizada;
I_e corriente continua de emisor;
i_e componente alterna de la corriente de emisor;
I_i corriente continua de entrada;
i_i componente alterna de la corriente de entrada;
I_o corriente continua de salida;
i_o componente alterna de la corriente de salida;
$\mathcal{J}$ densidad de corriente;
k factor de estabilidad térmica, $\mathrm{d}I_{cs}/\mathrm{d}I_{ceo}$;
μ movilidad;
μ_n movilidad del electrón;
μ_p movilidad del hueco;
N número de portadores minoritarios;
n densidad de portadores libres (en cap. 1);
n relación de espiras;
ω pulsatancia, $2\pi \times$ frecuencia;
Q factor de selectividad;

Q_b carga de base;
Q_{bs} exceso de carga de base debido a la saturación;
Q_{on} carga de base necesaria para encender el transistor;
Q_{off} carga de base necesaria para apagar el transistor;
Q_v carga necesaria para cargar la capacitancia de la capa infranqueable;
r_b uno de los parámetros T $(= z_r)$;
r_c uno de los parámetros T $(= z_o - z_r)$;
r_e uno de los parámetros T $(= z_i - z_r)$;
r_{eb} $r_e + r_b$;
r_{ee} $r_e + (1 - \alpha)r_b$;
ϱ resistividad;
R_L resistencia de carga;
R_T transresistencia $(\partial V_o/\partial I_i)_{V_i}$;
s estabilidad térmica, $\mathrm{d}I_{cs}/\mathrm{d}I_{cbo}$;
σ conductividad;
τ tiempo de vida;
T temperatura absoluta;
T_{amb} temperatura ambiente;
T_c constante de tiempo del colector;
T_{co} constante de tiempo del colector cuando $V_{cb} = 0$;
t_D tiempo de retardo;
t_F tiempo de caída;
θ resistencia térmica;
T_j temperatura de capa;
t_R tiempo de elevación;
t_S tiempo de almacenaje;
T_s constante del tiempo de saturación;
V_{cb} tensión continua colector-base;
v_{cb} componente alterna de la tensión colector-base;
V_{be} tensión continua base-emisor;
v_{be} componente alterna de la tensión base-emisor;
V_{ce} tensión continua colector-emisor;
v_{ce} componente alterna de la tensión colector-emisor;
V_i tensión continua de entrada;
v_i componente alterna de la tensión de entrada;
V_f tensión directa del diodo túnel;
V_o tensión continua de salida;
v_o componente alterna de la tensión de salida;
V_p tensión pico del diodo túnel;
V_v tensión de valle del diodo túnel;
y_f uno de los parámetros $y, (\partial I_o/\partial V_i)_{V_o}$;
y_i uno de los parámetros $y, (\partial I_i/\partial V_i)_{V_o}$;
Y_L admitancia de la carga de un amplificador;
y_o uno de los parámetros $y, (\partial I_o/\partial V_o)_{V_i}$;

y_r uno de los parámetros y, $(\partial I_i/\partial V_o)_{V_i}$;
z_f uno de los parámetros z, $(\partial V_o/\partial I_i)_{I_o}$;
z_i uno de los parámetros z, $(\partial V_i/\partial I_i)_{I_o}$;
z_{in} impedancia de entrada de una etapa de transistor;
z_o uno de los parámetros z, $(\partial V_o/\partial I_o)_{I_i}$;
z_r uno de los parámetros z, $(\partial V_i/\partial I_o)_{I_i}$;

CAPITULO

1

Física del semiconductor

Los semiconductores son sustancias con resistividades eléctricas comprendidas entre las de los aislantes y las de los metales. La resistividad del vidrio, por ejemplo, es aproximadamente 10^{12} ohm cm y la del cobre 10^{-6} ohm cm. Todos los semiconductores tienen un coeficiente de temperatura de la resistencia negativo y con frecuencia presentan algo de acción rectificadora y de fotoconductividad. Entre los semiconductores típicos están los elementos germanio y silicio y los compuestos antimoniuro de indio, arseniuro de indio y óxido de cobre. Sus principales propiedades pueden explicarse satisfactoriamente relacionándolas con la estructura atómica y las fuerzas que actúan a niveles intermoleculares. La energía asociada a los electrones puede representarse en diagramas de niveles de energía y haciendo uso de la teoría de bandas de los sólidos. En este capítulo se presenta un breve estudio de la conducción en los semiconductores.

Es sabido que en una estructura atómica aislada los electrones solamente pueden tener ciertos niveles de energía definidos, efectuándose transiciones de un nivel a otro que van acompañadas de emisión o absorción de energía. Los electrones de baja energía describen órbitas cercanas al núcleo debido a su elevada energía de ligadura y cuando reciben energía, luz ultravioleta, por ejemplo, la órbita se hace mayor pero no aumenta de forma continua sino en pasos discretos. La absorción de energía puede, por otra parte, desalojar completamente de su sitio dentro del átomo un electrón de alta energía que se encuentre en una órbita exterior.

Los niveles definidos de energía en el caso de átomos individuales, no influenciados por fuerzas interatómicas, resultan ser una serie de bandas de energía en el caso de la estructura regular de una red cristalina. Los

niveles de energía más bajos están todos ocupados. Una banda de energía importante, que corresponde a los electrones más alejados del núcleo en el estado no excitado, es la banda de valencia. Se dice que un electrón está en un estado excitado cuando se le comunica energía. Dicho electrón puede entonces dejar la banda de valencia y saltar temporalmente a una banda de conducción de energía todavía mayor. Estas bandas están casi siempre vacías u ocupadas sólo parcialmente, como se muestra en la figura 1. Los electrones de conducción, al estar alejados del núcleo, son fácilmente desplazables bajo la acción de un campo. Este desplazamiento se conoce ordinariamente como corriente de conducción.

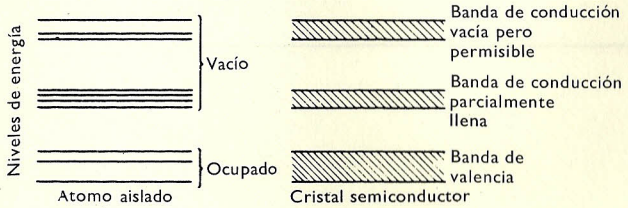


FIGURA 1

La conducción de electrones tiene lugar, como podría esperarse, en las bandas de conducción; así, pues, la laguna entre la parte superior de la banda de valencia y el nivel de energía más bajo en la banda de conducción es una característica importante de la sustancia. Este espaciado de banda es la energía mínima necesaria para hacer móvil un electrón en el seno del cristal. También la energía de ligadura y el punto de fusión del cristal están relacionados con la estructura del cristal de forma tal, que una energía de ligadura elevada da lugar a un espaciado de banda grande. En la tabla 1 se citan algunos ejemplos.

Tabla 1

Sustancia	Punto de fusión (°C)	Espaciado de energía (eV)	Movilidades ($cm\ sec^{-1}/V\ cm^{-1}$) electrones	huecos
Arseniuro de galio	1 233	1,5	4 000	400
Silicio	1 420	1,1	1 300	500
Germanio	937	0,65	3 800	1 800
Arseniuro de indio	940	0,36	20 000	250
Antimoniuro de indio	525	0,2	78 000	4 000

Nivel de Fermi

Como se muestra en la figura 1, la energía de un electrón en un cristal puede tomar uno de los varios valores estrechamente espaciados dentro de estas bandas y no puede tomar ningún valor que se encuentre dentro de las bandas no permitidas intermedias. A 0 °K los niveles de energía más bajos están ocupados por los electrones, de modo que estos niveles están completamente ocupados hasta un cierto nivel y totalmente desocupados por encima de él. A temperaturas más altas las energías térmicas que poseen los electrones les suben a niveles de energía superiores. Usando la estadística de Fermi-Dirac es posible calcular la fracción, ε, de niveles posibles a cualquier energía E que es ocupada a una temperatura T:

$$\varepsilon = \frac{1}{\exp\,[(E - E_F)/kT] + 1}$$

Esta relación incluye el nivel de Fermi, E_F, que es tal que, a cualquier temperatura, el número de electrones con energía mayor que la energía de Fermi es igual al número de niveles de energía no ocupados, inferiores a éste. La banda de energía permitida inmediatamente por encima del nivel de Fermi es la banda de conducción y la que está por debajo es la banda de valencia. En los conductores el nivel de Fermi se encuentra en una banda permitida y en los aislantes está en el centro de una banda prohibida grande. En los semiconductores, el nivel Fermi se encuentra en el relativamente pequeño espaciado de energía.

Movilidad

La conductividad eléctrica depende del número de portadores de carga en las bandas de conducción y de la velocidad a la que estas cargas se mueven bajo la influencia de un campo eléctrico. La velocidad con la que una carga se mueve en un campo de valor unidad se llama su *movilidad*. En los semiconductores la concentración del portador depende a menudo de las impurezas presentes. Esto es particularmente cierto donde hay un espaciado de banda grande o la sustancia está a baja temperatura. Si una banda de energía tiene niveles vacíos, puede retener electrones que pueden entonces tomar parte en la conducción. Estos niveles se encuentran, por ejemplo, en las bandas de energía más altas. Los electrones, al ocupar un nivel vacante en la banda de conducción, dejan atrás un espacio vacío o *hueco* en la banda de valencia. Esto permite a otros electrones ascender en la banda de valencia, dejando huecos en un nivel de energía bajo. Por esto es conveniente considerar dos tipos de conducción. En un caso la carga, $-e$, se dice que es portada por un electrón y en el otro la ausencia de un electrón, debido a su subida a otra banda, se dice que constituye un

hueco o portador positivo, llevando una carga, $+e$. Así, los electrones de conducción libres que se mueven bajo la acción de una f.e.m., pueden considerarse como el movimiento de carga eléctrica por portadores negativos, mientras que el movimiento correspondiente de huecos constituye el de una carga por portadores positivos.

En un semiconductor puro la conducción tiene lugar por pares electrón y hueco, ya que cada electrón que es excitado deja un hueco en un nivel de energía inferior. Las movilidades de estos portadores positivos y negativos vienen dados en la tabla 1. La diferencia en sus valores se debe al hecho de que se encuentran en niveles de energía diferentes y se mueven bajo la acción de fuerzas diferentes. La movilidad de un portador, μ, se expresa por unidad de campo, por eso viene dada en cm s^{-1}/Vcm^{-1}, es decir, en $cm^2\ V^{-1}\ s^{-1}$.

Conducción intrínseca

Desde el punto de vista de la fabricación de transistores, dos sustancias importantes son el germanio y el silicio. Estos elementos son tetravalentes,

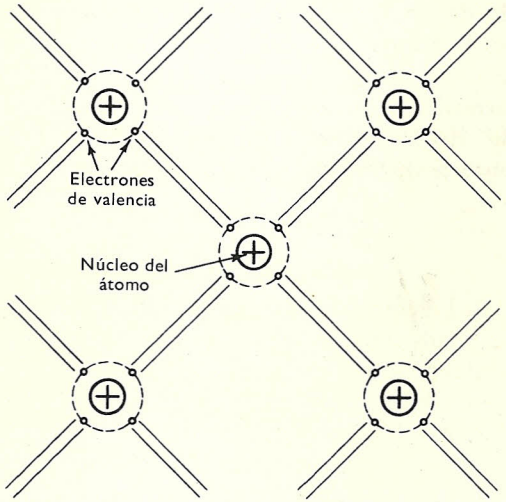


FIGURA 2

es decir, aparecen en el grupo IV de la tabla periódica. Tienen una estructura cristalina tetraédrica similar a la del diamante, en la que los átomos adyacentes se unen compartiendo los electrones de valencia exteriores formando enlaces covalentes. La figura 2 lo ilustra en un plano.

La preparación industrial del germanio puede reducir sus impurezas a un orden de una parte en 10^{10}. Esto se debe en gran parte a la técnica

del refinamiento por zonas, en la cual en un lingote sólido se forma una zona líquida que se desplaza a lo largo de la barra del material, barriendo con ella las impurezas. La purificación del silicio es más difícil pero se ha progresado mucho en estos últimos años.

La conducción en este material intrínseco es pequeña y se hace posible gracias a las energías térmicas de los electrones. Bajo la acción de un campo eléctrico E se produce una velocidad de desplazamiento resultante, de dirección contraria a la del campo aplicado. Podemos expresar esto en la siguiente forma:

$$v = \mu E \tag{1.1}$$

donde μ, movilidad de los portadores, es la velocidad de desplazamiento en un campo unidad.

Ya que, según se ha dicho anteriormente, la movilidad del electrón, μ_n, y la movilidad del hueco, μ_p, no son iguales, la corriente total, I, que circula en un semiconductor intrínseco viene dada por:

$$I = I_p + I_n \tag{1.2}$$

donde I_p es la corriente de huecos y I_n es la corriente de electrones. Por tanto, de las ecuaciones (1.1) y (1.2) resulta:

$$\mathcal{J} = eE(n\mu_n + p\mu_p)$$

donde en y ep son las densidades de carga respectivas y $\mathcal{J}$ es la densidad de corriente. De esta forma la conductividad será $\sigma = \mathcal{J}/E$ y su inversa será $\varrho = 1/\sigma$.

Por consiguiente,

$$\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p) \tag{1.3}$$

Pero Fowler (1936) ha demostrado que para la formación térmica de pares electrón-hueco en un semiconductor intrínseco

$$n = p = 2\,\frac{(2\pi mkT)^{3/2}}{h^3}\exp\left(\frac{W}{2kT}\right) \tag{1.4}$$

(donde m es la masa del electrón, k la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta, h la constante de Planck y W la energía necesaria para formar un par electrón-hueco).

Tabla 2

Sustancia	Resistividad a 300 °K (ohm cm)
Germanio	65
Silicio, refinado normal	250
Silicio de alta pureza	100 000

Esto indica que la resistividad, ρ, del material en cuestión es función de la temperatura. Esta dependencia de la temperatura que tiene la corriente que fluye en un semiconductor es de una importancia práctica enorme. La tabla 2 da algunas resistividades típicas.

Conducción extrínseca[1]

Las propiedades eléctricas de los semiconductores intrínsecos pueden modificarse considerablemente mediante la adición intencional de trazas de impureza en concentraciones del orden de una parte en 10^8. Se presentan casos de importancia cuando la valencia de la impureza es 3 ó 5, modificándose entonces las propiedades eléctricas del semiconductor.

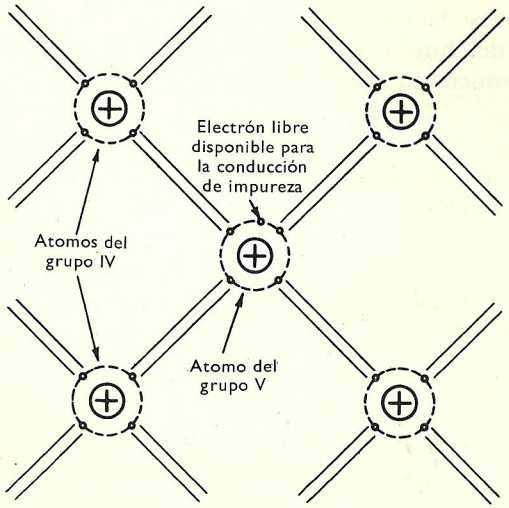


FIGURA 3

Se dice entonces que tiene lugar la *conducción extrínseca* debida a la impureza. Esto no significa que no ocurra también la conducción intrínseca sino que, a menos que la temperatura sea alta, su efecto es pequeño comparado con el debido a la conducción que se debe a la presencia de las impurezas.

Trazas de impureza perteneciente al grupo V, arsénico, por ejemplo, pueden incorporarse a la red cristalina del germanio, remplazando cada átomo de la impureza por un átomo de germanio. Se puede considerar que cada átomo de arsénico astá rodeado completamente por átomos de

[1] Conocida también como *conducción de impureza*.

germanio. Los enlaces covalentes se completan con este átomo aislado, quedando disponible un electrón extra por cada átomo de impureza. Las impurezas de esta clase comprenden también el fósforo y el antimonio y se llaman del tipo *donador* al proporcionar electrones adicionales o portadores *n*. Esta técnica de adicionar impurezas a semiconductores fundidos en cantidades cuidadosamente controladas se conoce con el nombre de *doping* o *adulteración*. Debido a la conducción extrínseca, los semiconductores dopados tienen menor resistividad comparados con los materiales intrínsecos.

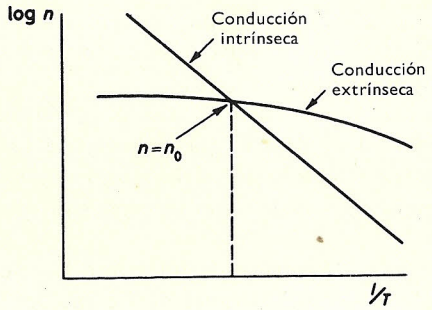


FIGURA 4

A temperaturas próximas al cero absoluto los electrones libres de la figura 3 permanecen íntimamente unidos a sus propios núcleos. Tienen un nivel de energía fijo asociado a ellos. Está por encima de la banda de valencia y por debajo del límite inferior de la primera banda de conducción del material intrínseco. Sin embargo, por encima de temperaturas del orden de 40 °K, las órbitas de los electrones extra del donador cubren varias distancias atómicas y todos estos átomos aislados del donador pueden considerarse ionizados. Bajo la acción de una fuerza electromotriz se desplazan en la dirección impuesta por el campo aplicado. Los núcleos positivos que quedan atrás son estáticos y no se desplazan como se desplazan los huecos en la conducción intrínseca. Ya que la conducción intrínseca tiene también lugar, se moverán unos cuantos huecos formados en este proceso. Por tanto, los electrones son portadores en mayoría y los huecos son portadores minoritarios.

Sea n la densidad de portadores libres y n_0 la densidad de impureza. Entonces, cuando se eleva la temperatura el número de portadores libres, debido a la conducción intrínseca, aumenta y el debido a la conducción extrínseca permanece esencialmente constante. En el caso del germanio calentado a 150 °C, el número de portadores intrínsecos libres se ha elevado hasta igualar el número de portadores extrínsecos con concentración de impureza normal. Esto se ilustra en la figura 4.

A esta temperatura se dice que el semiconductor se convierte en intrínseco [puede verse esto en la ecuación (1.4)] y es necesario casi siempre trabajar por debajo de estas temperaturas. El silicio se hace intrínseco a 300 °C. Cuando la temperatura del semiconductor disminuye y es menor que este valor se dice que el material se convierte en extrínseco.

El boro, el aluminio y el indio son ejemplos del grupo III, y, cuando se encuentran con impurezas, la red tiene un enlace no saturado. Este enlace se satura con un electrón de un átomo vecino. Este proceso, que se repite con frecuencia, puede considerarse como el movimiento de un hueco. Este hueco se mueve varias distancias atómicas y, bajo la acción de una f.e.m., se convierte en el portador mayoritario en este material aceptor o del tipo *p*. En este caso los huecos o portadores *p* se mueven dejando atrás los lugares cargados negativamente.

El nivel de impureza, en el caso de una impureza del grupo III en el germanio es del orden de 0,01 eV por encima de la banda de valencia y para el grupo V es de 0,01 eV por debajo del nivel de conducción más bajo. Hay que comparar este valor con el espaciado de bandas de aproximadamente 0,65 eV.

La presencia de trazas de impureza del grupo V y su nivel de impureza asociado tiene por efecto elevar el nivel de Fermi por encima de la posición que normalmente ocupa en el espaciado de banda. De la misma forma, la presencia de una impureza del grupo III hace que el nivel de Fermi baje. Puesto que la concentración de impureza es relativamente pequeña, el desplazamiento en el nivel de Fermi es también pequeño. Sigue dentro del espaciado pero desplazado de su posición original.

Tiempo de vida

Los portadores en minoría están presentes siempre en un semiconductor adulterado y su concentración puede aumentarse por encima de su densidad de equilibrio, mediante energía calorífica o luminosa incidente. Cuando se elimina la fuente de energía, tiene lugar la recombinación a una velocidad que es proporcional a la densidad en exceso. Esto se puede expresar de la siguiente forma:

$$\mathrm{d}N/\mathrm{d}t \propto -N \qquad (1.5)$$

o bien

$$\mathrm{d}N/\mathrm{d}t = -N/\tau \qquad (1.6)$$

donde τ es una constante que depende del material que forma el semiconductor.

Una solución de esta ecuación es:

$$N = N_0 \exp(-t/\tau) \qquad (1.7)$$

donde N_0 es la densidad inicial en el momento en que la fuente de energía se retira. τ es el tiempo de vida del portador minoritario del material y puede considerarse como el tiempo *medio* que vive un portador en exceso. Para el germanio monocristalino τ es 10^{-2} a 10^{-3} segundos. Si el material semiconductor tiene dislocaciones de la estructura atómica, el tiempo de vida es mucho menor. Si dos lonchas del material tienen una superficie en común, trabajada incluso ópticamente, las dislocaciones son demasiado grandes para dar un tiempo de vida que fuese aceptable.

Difusión

Cuando existe un gradiente de concentración de portadores minoritarios entre dos líneas límites en una loncha de semiconductor, los portadores se difundirán en una dirección tal que elimine dicho gradiente. La corriente de difusión resultante se suma a cualquier corriente que pueda haber por la aplicación de un campo eléctrico. En muchos tipos de conductor es importante una difusión de esta clase, ya que puede hacerse uso de un gradiente de concentración para disminuir el tiempo de tránsito de los portadores a través de una loncha del semiconductor.

Para la difusión de los huecos, la densidad de corriente de difusión $\mathcal{J}_p$ viene dada por:

$$\mathcal{J}_p = -eD_p \, \mathrm{d}p/\mathrm{d}x$$

en la que D_p es el coeficiente de difusión de los huecos y D_n el de los electrones. $D_p = 44 \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}$ y $D_n = 90 \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}$ son valores típicos para el germanio.

Longitud característica L, es la longitud en la que la difusión es probable que tenga lugar y vale $L = (\tau D)^{1/2}$, donde τ y D son respectivamente el tiempo de vida y el coeficiente de difusión apropiados. Un valor típico para L es $8 \cdot 10^{-2}$ cm. Esto equivale a decir que la densidad del portador minoritario disminuye en e^{-1} en una distancia igual a L.

Zona *pn*

Hay varias formas en las que es posible producir un monocristal de un material semiconductor con un extremo adulterado con una impureza del tipo *p* y el otro extremo con un material tipo *n*. El cambio en adulteración puede hacerse que tenga lugar en una distancia relativamente corta comparada con la longitud característica. No nos importan ahora las técnicas de fabricación de tal dispositivo sino más bien las propiedades de un cristal de esta clase. Es esencial que los cambios de impureza se procure tengan lugar en la estructura de un monocristal y sin las gruesas discontinuidades en la red que inevitablemente tendrían lugar si se intentase producir una capa entre dos cristales diferentes de la misma sustancia. La figura 5 muestra esquemáticamente una zona *pn* de esta clase.

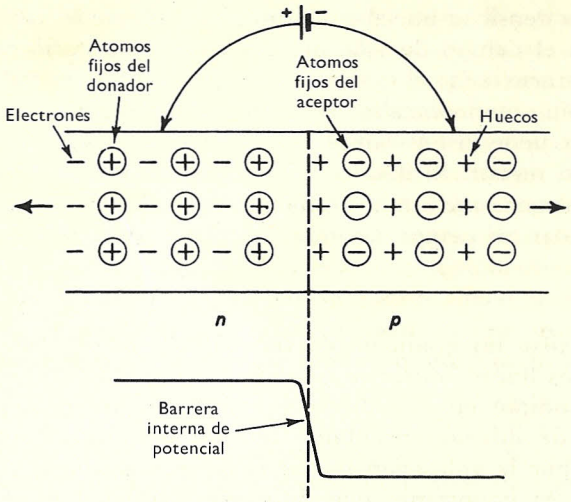


FIGURA 5

Polarización inversa

La conducción intrínseca tiene lugar en un semiconductor independientemente de la presencia de impurezas, es decir, cualquier cambio repentino en el adulterado de un cristal semiconductor no afectará la corriente que fluye, debido a esta conducción intrínseca. Sin embargo, con tal que el cristal esté a una temperatura muy por debajo de aquella a la que se convierte en intrínseco, esta corriente será mucho más pequeña que la corriente que pueda circular como resultado de las impurezas presentes.

Cuando se aplica una f.e.m., según se muestra en la figura 5, los electrones libres presentes en el germanio tipo *n*, debido a las impurezas del donador, se desplazan hacia el terminal positivo de la fuente de alimentación eléctrica, dejando los átomos ionizados del donador como cargas positivas fijas. De la misma manera los huecos, presentes en el germanio tipo *p*, debido a los átomos del aceptor que están como impureza, son atraídos hacia el terminal negativo, dejando los átomos ionizados del aceptor como cargas negativas fijas.

De esta forma, al aplicar una diferencia de potencial a la capa con la polaridad indicada en la figura, estos portadores móviles son barridos de la región próxima a la capa. La barrera interna de potencial crece con sitios fijos que llevan cargas opuestas separadas por una distancia pequeña. Ya que los portadores que estaban presentes debido a la impureza del cristal han sido barridos, la única corriente que circula bajo estas condiciones de *polarización inversa* es la corriente intrínseca. Por consiguiente,

puede decirse que la capa posee una pequeña conductancia. También, y debido a las cargas presentes en los sitios de impureza ionizados, la capa tiene una pequeña capacitancia.

Si la polarización inversa suministrada por el potencial externo es suficientemente grande, la barrera interna de potencial es capaz de comunicar grandes velocidades a los portadores intrínsecos, de forma que tengan suficiente energía para producir ionizaciones por colisión con los átomos fijos del material intrínseco. Esto, a su vez, libera más portadores, de forma que la corriente total que circula aumenta bruscamente con potenciales inversos altos. Este efecto de avalancha, se dice entonces, da por resultado una descarga disruptiva inversa. Este efecto se tiene aunque se entre en la región de disrupción por sólo un tiempo cortísimo. Sus resultados pueden dañar para siempre la zona *pn*.

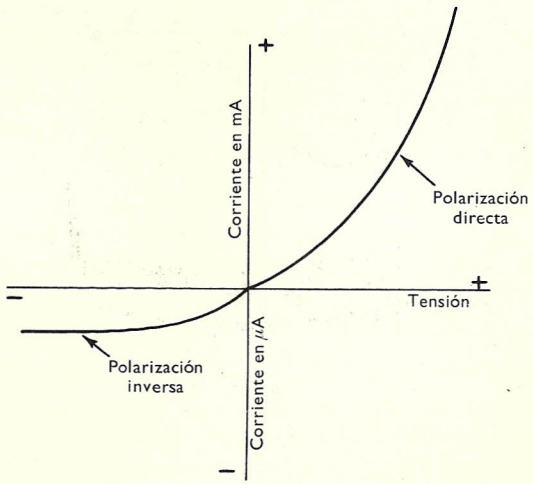


FIGURA 6

La figura 6 muestra la relación entre corriente y potencial en la capa con polarización inversa.

La barrera interna de potencial en la vecindad de una capa es, según hemos visto, debida al agotamiento de portadores móviles. Se conoce con el nombre de *capa de detención* o *capa infranqueable*. La anchura de esta capa depende de la diferencia de potencial aplicada y está íntimamente relacionada con el funcionamiento del sistema.

Polarización directa

La figura 7 presenta una capa con polarización directa con el material tipo *n* conectado al terminal negativo de la batería. Los electrones libres se mueven hacia la capa dejando atrás los átomos fijos del donador. Un movimiento similar de huecos tiene lugar en el material tipo *p*, dando por resultado la recombinación en la capa. La barrera interna de potencial se reduce y, una vez que ha sido contrarrestado su efecto (cuando aumenta la tensión), circula una corriente grande. Esto puede verse en la característica directa de la capa de la figura 6.

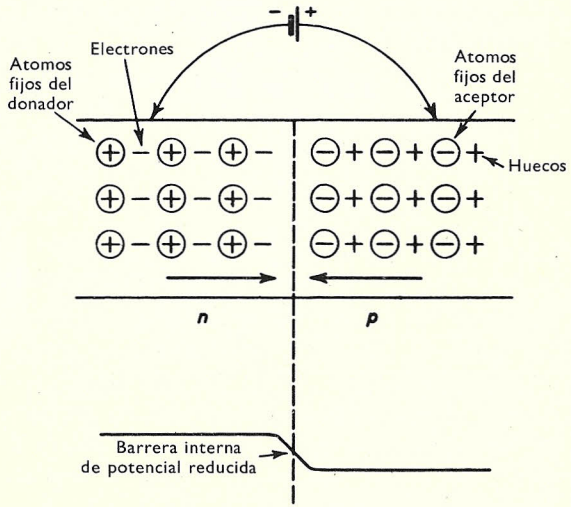


FIGURA 7

Ya que la corriente que circula a través de una zona *pn* depende de la polaridad del potencial aplicado, su acción es la de rectificación y su comportamiento análogo al de un diodo termoelectrónico, correspondiendo la región tipo *n* al cátodo y la tipo *p* al ánodo. Los capítulos 4 y 7 tratarán de los diodos semiconductores.

Transistores de capa

En su forma primitiva, desarrollada por Bardeen y Brattain en 1948, el transistor de capa se hizo a partir de un cristal de germanio cultivado. Es decir, a medida que se retiraba el cristal de la masa fundida, la concentración de impureza cambiaba. Una forma en que puede hacerse esto es usar la técnica de la adulteración por exceso. Si se añaden impurezas

del donador a la hornada resulta entonces un semiconductor tipo *n*. Si ahora se añaden impurezas del aceptor, suficientes para eliminar el efecto de las impurezas del donador, la sobreadulteración del material hace que el semiconductor tenga propiedades del tipo *p*. Sobreadulteraciones sucesivas de la hornada, según se va retirando el cristal, dan por resultado regiones adyacentes de material del tipo *p* y del tipo *n*. La velocidad a la que se retira el cristal puede variarse para obtener zonas *pn* muy definidas y poder controlar la anchura de las regiones tipo *n* y tipo *p*.

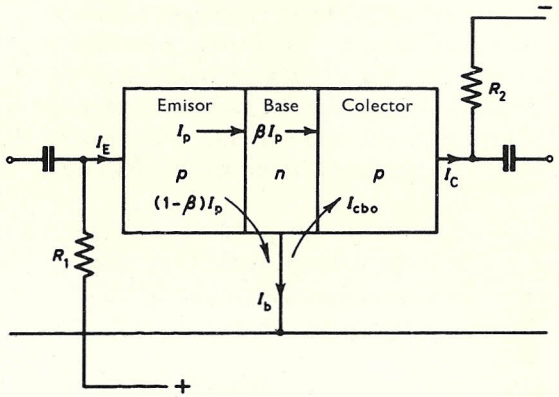


FIGURA 8

Una forma de transistor de capa es aquella en la que el cristal se corta convenientemente para obtener un sandwich con una capa delgada tipo *n* entre dos del tipo *p*. Las conexiones se hacen entonces a las tres capas. El dispositivo que así resulta se llama transistor de capa *pnp*. Usando este mismo método se puede disponer de transistores de capa *npn*. El diseño moderno de circuitos puede muy bien exigir el uso de ambos en el circuito de uno. Esto da frecuentemente por resultado una considerable simplificación en los circuitos y se empleará muchas veces en los circuitos de capítulos posteriores. Con las válvulas termoelectrónicas no se dispone de esta ventaja.

Estudiaremos ahora con algún detalle un transistor *pnp*.

En la figura 8 la zona emisor-base está polarizada directamente, ya que al emisor se le aplica un potencial positivo respecto a la base a través de la resistencia R_1. El material tipo *p* del emisor es relativamente impuro, de forma que su corriente extrínseca es mucho mayor que su corriente intrínseca. Por tanto, contribuye con muchísimos más huecos que electrones a la corriente del emisor, de forma que los huecos son los portadores mayoritarios. La relación entre estos portadores en mayoría y la

corriente total del emisor es la eficiencia, γ, del emisor. Esta corriente debe también circular entrando en la región de la base. Pero la región de la base es relativamente pura. Esto trae como consecuencia una alta resistividad y pocos electrones del donador que contribuyan a la corriente del emisor. Esta región base se hace delgada a propósito, de forma que en ella haya una recombinación de portadores muy pequeña. Así, una fracción alta de los portadores mayoritarios disponibles alcanzan el colector. Esta fracción es el factor de transporte β. La zona base-colector está inversamente polarizada y su corriente en ausencia de portadores inyectados es pequeña. Por consiguiente, la relación entre la corriente del colector y la corriente del emisor es aproximadamente $\gamma \times \beta$. Esta relación de ganancia de corriente se conoce como α_o. Su valor varía normalmente de 0,9 hasta casi la unidad. Las técnicas de fabricación tienden a menudo a hacer que su valor sea lo más próximo a la unidad. De esta manera la corriente que emerge en el colector depende de la corriente del emisor y es casi igual a ella.

La zona de entrada al estar con polarización directa ofrece una baja impedancia mientras que la zona de salida, al estar polarizada inversamente, está a impedancia alta. Una amplificación de corriente fraccional, que sea menor que la unidad, puede dar así una ganancia de tensión mucho mayor que 1.

La figura 8 muestra también un método para usar el transistor, y es la conexión *base común*. Las corrientes más importantes se indican en la figura. La corriente del colector I_c, como se ve, consiste en una componente útil, α, I_E que produce el voltaje de salida $\alpha I_E R_2$ en la resistencia R_2 y en una componente no deseada I_{cbo} que es la corriente de fuga debida a la conducción intrínseca en el diodo con polarización inversa. A menudo es imposible ignorar esta componente a la hora de hacer diseños, ya que puede limitar la disipación de potencia del dispositivo.

En capítulos posteriores se mencionarán con más detalle algunos valores típicos de I_{cbo}. A 20 °C aproximadamente, I_{cbo} para el germanio es del orden de 10 microamperios y para el silicio es muchísimo menos.

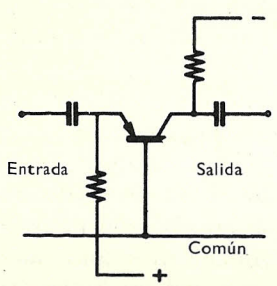


FIGURA 9 *a*

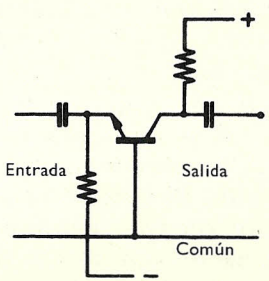


FIGURA 9 *b*

Técnicas recientes han hecho posible la construcción de transistores con una corriente de pérdida del orden de 1 nanoamperio. Estos valores son para transistores pequeños típicos.

I_B, en la figura 8, se ve que es muy pequeña, característica que será de importancia más adelante. Una representación más convencional de la figura 8 viene dada por la figura 9 *a*.

La dirección de la flecha en el emisor indica el uso de un transistor *pnp*. Puede recordarse, ya que muestra la dirección de la circulación convencional de la corriente. La figura 9 *b* muestra una disposición similar de base común para un transistor *npn*. En este caso los portadores mayoritarios[1] inyectados del emisor al colector son electrones. La zona emisor-base está todavía con polarización directa y la zona base-colector está con polaridad inversa. Para lograr estas condiciones, en las que los electrones se dispone de ellos en el emisor, el dispositivo debe de trabajar con tensiones contrarias a las del transistor *pnp*.

Problemas

1. Definir el término *semiconductor* de acuerdo con la teoría de bandas. Hacer un breve resumen de las propiedades de un semiconductor y decir cómo pueden modificarse éstas a muy bajas temperaturas.
2. ¿Qué se entiende por *banda agotada*? Describir brevemente qué se entiende por nivel vacío en una banda de detención. ¿Qué nombre se da corrientemente a ese nivel? Explicar en las bandas de energía de un sólido dónde puede ocurrir una banda agotada *a*) cuando el sólido está en un estado de equilibrio y *b*) durante una transición.
3. Explicar el fenómeno de la conductividad intrínseca en los semiconductores mediante la excitación térmica y la recombinación. ¿De qué forma depende el número de portadores de la temperatura en la conducción intrínseca?
4. Esbozar la teoría de la conducción en una zona *pn*. Explicar las razones por las que es probable que se encuentren diferencias entre la conducción en una capa monocristalina y en una capa que contenga defectos en la red grandes.
5. Discutir la acción del transistor en un transistor de capa desde el punto de vista de la concentración de impureza en las tres regiones del transistor. Señalar luego las diferencias en resistividad de estas regiones. Dar valores típicos de estas resistividades.
6. Explicar cuidadosamente cómo puede realizarse el refinamiento por zonas de una barra de germanio. ¿Por qué se encontró difícil extender esta técnica a la purificación del silicio? ¿De qué forma está relacionada la resistividad de un semiconductor con su pureza? Ilustrar la respuesta con valores típicos.
7. Explicar cómo es que las movilidades de los electrones y de los huecos son distintas en el mismo material semiconductor a temperatura constante. ¿Cómo cambian estas movilidades cuando *a*) se eleva la temperatura y *b*) cuando se aumenta la resistividad del semiconductor?
8. Dibujar un diagrama (parecido al de la fig. 8) para ilustrar el flujo de corriente en un transistor *npn* y emplearlo para explicar el significado de las expresiones *eficiencia del emisor* y *factor de transporte*.

[1] Los portadores *mayoritarios* de la zona de entrada se convierten en los portadores *minoritarios* de la zona de salida.

9. Explicar, haciendo referencia a un diagrama adecuado, cómo tiene lugar la conducción extrínseca en un semiconductor adulterado tipo *p*, cuando se eleva su temperatura desde las proximidades del cero absoluto hasta una temperatura alta por encima de aquella a la que se convierte en intrínseco.

10. Describir la acción de una zona *pn* de germanio y dibujar una característica típica. De qué manera puede explicarse la reducida corriente inversa que circula, cuando se usa el silicio en lugar del germanio.

11. Discutir las relaciones que existen entre el tiempo de vida de un portador minoritario, la longitud de difusión y la anchura de la base en un transistor de capa. Por consiguiente, explicar qué es lo que limita el tiempo de vida de los portadores y por qué el transistor debe de hacerse con material que tenga una estructura cristalina continua.

El lector que desee ampliar su conocimiento de la física del semiconductor debe emplear las preguntas planteadas en estos problemas para dirigir una lectura adicional sobre esta materia.

BIBLIOGRAFIA

DUNLAP: *An Introduction to Semiconductors*. Wiley, 1957.
GOUDET y MEULOT: *Semiconductors, Their Theory and Practice*, McDonald y Evans, 1957.
JONSCHER, A. K.: *Principles of Semiconductor Device Operation*, Bell, 1960.
SHOCKLEY, W.: *Electrons and Holes in Semiconductors*, Wiley, 1951.
SMITH, R. A.: *Semiconductors*, C. U. P., 1959.
VALDÉS, L. B.: *The Physical Theory of Transistors*, McGraw Hill, 1961.

CAPITULO

2

Tipos de transistores y características de transistores

Características estáticas

El funcionamiento de un amplificador de transistores puede investigarse examinando primero las características estáticas del transistor empleado. La figura 10 muestra una disposición práctica para examinar las características de un transistor. Debe tenerse mucho cuidado al medir corriente el usar un instrumento de medida que tenga resistencia baja.

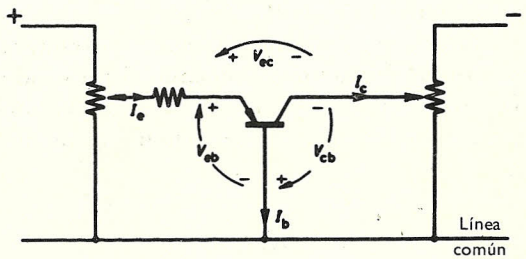


FIGURA 10

Hay tres potenciales y tres corrientes asociados al transistor. Suponiendo que las direcciones de las corrientes son como indica la figura, podemos entonces aplicar las leyes de Kirchhoff para obtener una solución de las condiciones del circuito.

Por consiguiente,

$$I_e - I_c - I_b = 0 \tag{2.1}$$

y

$$V_{ec} - V_{cb} - V_{eb} = 0 \tag{2.2}$$

Esta técnica, que no tiene en cuenta el comportamiento modificado del transistor a altas frecuencias, supone en realidad que el transistor es una red con cuatro terminales, cuyas tensiones y corrientes de entrada y salida pueden medirse. No es un intento de presentar las razones físicas del comportamiento de un transistor.

Nos quedamos entonces con cuatro variables independientes y podemos escoger cuál de las seis hemos de tomar como independientes, con tal de que siempre tomemos dos corrientes y dos tensiones; las elecciones posibles nos llevan a seis combinaciones útiles de parámetros. En este capítulo consideraremos primero simplemente una de estas combinaciones para evitar confusiones. Después de ésta pueden considerarse otras.

Un grupo semejante consiste en I_e, I_c, V_{eb}, V_{cb}. Este es un grupo en el que los potenciales se miden respecto a la base y, por tanto, representan las tensiones y las corrientes de entrada y salida en la conexión de base común. De aquí que estas variables sean importantes en esta disposición de base común que fue descrita brevemente en el último capítulo. A título de contraste, puede recordarse que las variables, considerando una válvula triodo, son I_a, I_g, V_a, V_g y, de éstas, la entrada de corriente continua I_g es con frecuencia cero. Aquí no existe semejante simplificación y por esta razón, entre otras, la función básica de un transistor se dice a menudo que es la de un amplificador de corriente, mientras que la de una válvula termoelectrónica es la de un amplificador de tensión. El transistor de capa se controla variando el flujo de corriente a través de la región de la base, mientras que la válvula termoeléctrica se controla con cambios en el potencial de rejilla.

La figura 11 muestra un conjunto de curvas características, como resultado de un experimento práctico semejante al mostrado en la figura 10 y basado en las cuatro variables escogidas. Estas curvas son las A, B, C y D. Las cuatro variables pueden expresarse matemáticamente así:

$$V_{eb} = f_1(I_e, V_{cb}) \tag{2.3}$$

$$I_c = f_2(I_e, V_{cb}) \tag{2.4}$$

Pueden ponerse en forma de derivadas parciales:

$$dV_{eb} = \left(\frac{\partial V_{eb}}{\partial I_e}\right)_{V_{cb}} \delta I_e + \left(\frac{\partial V_{eb}}{\partial V_{cb}}\right)_{I_e} \delta V_{cb} \tag{2.5*}$$

$$dI_c = \left(\frac{\partial I_c}{\partial I_e}\right)_{V_{cb}} \delta I_e + \left(\frac{\partial I_c}{\partial V_{cb}}\right)_{I_e} \delta V_{cb} \tag{2.6*}$$

* Los subíndices empleados en las ecuaciones (2.5), (2.6) y en otras partes de este libro se usan para indicar cuál de las variables se mantiene constante en cada coeficiente diferencial parcial.

Los coeficientes diferenciales parciales de las ecuaciones (2.5) y (2.6) relacionan los cambios en una corriente o tensión con los cambios en otra corriente o tensión, de igual forma que la pendiente de característica mutua de una válvula triodo puede expresarse como coeficiente diferencial parcial y usarse para definir la conductancia mutua de una válvula.

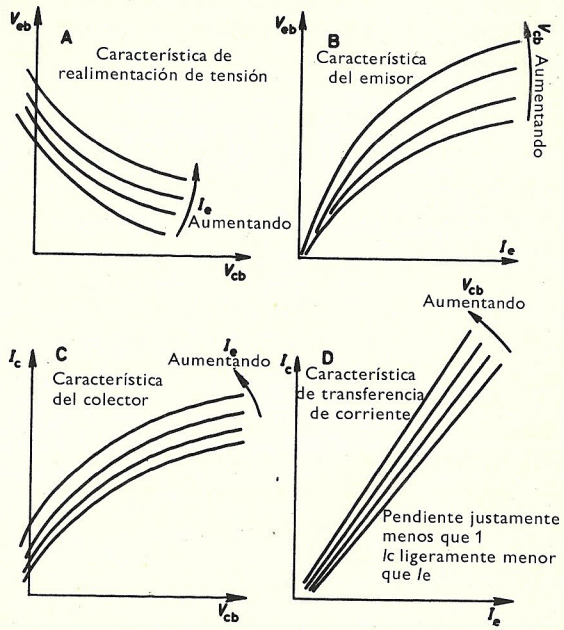


FIGURA 11

Ya que uno de ellos tiene las dimensiones de una resistencia, otro las dimensiones de una conductancia y dos no tienen dimensiones, con frecuencia se les denomina coeficientes híbridos o coeficientes h. Están relacionados con las pendientes de las cuatro familias de curvas de la figura 11.

Por ejemplo, en la gráfica A la pendiente puede escribirse como $\left(\frac{\partial V_{eb}}{\partial V_{cb}}\right)_{I_e}$ y en la gráfica B la pendiente es $\left(\frac{\partial V_{eb}}{\partial I_e}\right)_{V_{cb}}$

Por esta razón las ecuaciones (2.5) y (2.6) pueden escribirse de esta otra forma:

$$dV_{eb} = h_i \delta I_e + h_r \delta V_{cb} \tag{2.5a}$$

$$dI_c = h_f \delta I_e + h_o \delta V_{cb} \tag{2.6a}$$

en las que h_f y h_o pueden derivarse de forma parecida de C y D.

Puede usarse otra terminología excribiendo h_{11} en lugar de h_i, h_{12} en lugar de h_r, h_{21} en lugar de h_f y h_{22} en lugar de h_o. Ambos sistemas son de uso corriente. Aquí adoptaremos el uso de letras como subíndices[1].

Volviendo a la ecuación (2.5*a*), $h_r \delta V_{cb}$ en la práctica es mucho menor que $h_i \delta I_e$, por consiguiente:

$$dV_{eb} \doteqdot h_i dI_e \tag{2.7}$$

También, puesto que $h_o \delta V_{cb}$ es mucho más pequeño que $h_f \delta_e$, de la ecuación (2.6*a*) tenemos:

$$dI_e \doteqdot h_f dI_e \tag{2.8}$$

Por tanto, en primera aproximación, h_i es la resistencia de entrada para corriente alterna. Sólo es rigurosamente cierto cuando δV_{cb} es cero, es decir, cuando la salida está cortocircuitada. También h_f es muy aproximadamente igual a $\frac{dI_c}{dI_e}$. $dI_c/dI_e = \alpha$, donde α es el factor de amplificación de corriente para señal pequeña. Son valederas aquí las mismas limitaciones que en el caso de la resistencia de entrada.

Tabla 3

Semiconductor	Transistor	Tipo	h_i (ohms)	$-h_r$ ($\times 10^{-4}$)	h_f	h_o (μmhos)	I_c (mA)
Germanio.	OC 71	*pnp*	35	7	0,98	1,0	1
Germanio.	NKT 226	*pnp*	65	6	0,99	1,0	1
Silicio	2S004	*npn*	42	4	0,98	0,4	1
Silicio	2N336	*npn*	55	4	0,99	0,4	1
Silicio planar	2N699B	*npn*	27	0,5	0,985	0,12	1
			6,4	0,6	0,988	0,14	5
Silicio planar	2N996	*pnp*	27	10	0,985	0,65	1
			7	14	0,990	5,5	5

Asimismo, h_r está relacionada con los cambios en las tensiones de entrada y salida bajo la condición específica de corriente del emisor constante. Es el factor de realimentación de tensión. De igual manera, h_o es la conductancia de salida ya que relaciona los cambios de la tensión y corriente de salida. La tabla 3 presenta algunos valores típicos. La tabla puede también usarse para apreciar la validez de las aproximaciones de las ecuaciones (2.7) y (2.8). Hay que hacer notar también que estas aproximaciones dependen del trabajo con señal pequeña y para valores pequeños de la impedancia de carga que hacen δV_{cb} pequeño.

[1] Ver apéndice A para un tratamiento general de los parámetros *h*.

Disposición de emisor común

La ecuación (2.7) muestra que, usando valores prácticos, la impedancia de entrada de un amplificador de base común es muy baja y la impedancia de salida, que puede tomarse como el recíproco de h_o, es muy alta. Por tanto, la interconexión útil entre dos de estas etapas se hace difícil, a no ser que se usen transformadores de adaptación. Una solución es substituir el circuito de base común que se ha considerado hasta ahora

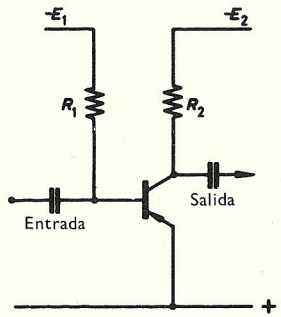


FIGURA 12

por la conexión de emisor común, en la que la relación de impedancias entre la entrada y la salida es mucho menor. Este circuito tiene otras características que tienden también a hacerle atractivo al diseñar circuitos. La figura 12 indica un posible método de conexión para el amplificador de emisor común. Este circuito básico es de gran importancia, pero más adelante se introducirán ciertas modificaciones esenciales.

Se puede ver que la alimentación para el colector y la base son de la misma polaridad. Con tal de que R_1 sea escogida correctamente, entonces, tanto el colector como la base pueden alimentarse de la misma línea de alimentación.

Características de emisor común

En este caso las cuatro variables convenientes para el análisis son I_c, I_b, V_{ce} y V_{be}. Procediendo como en las ecuaciones (2.3) y (2.4) podemos escribir:

$$V_{be} = f_3(I_b, V_{ce}) \tag{2.9}$$

$$I_c = f_4(I_b, V_{ce}) \tag{2.10}$$

Las ecuaciones (2.9) y (2.10) nos conducen a:

$$dV_{be} = \left(\frac{\partial V_{be}}{\partial I_b}\right)_{V_{ce}} \delta I_b + \left(\frac{\partial V_{be}}{\partial V_{ce}}\right)_{I_b} \delta V_{ce} \qquad (2.11)$$

$$dI_c \doteq \left(\frac{\partial I_c}{\partial I_b}\right)_{V_{ce}} \delta I_b + \left(\frac{\partial I_c}{\partial V_{ce}}\right)_{I_b} \delta V_{ce} \qquad (2.12)$$

Poniéndolas en forma paramétrica:

$$dV_{be} = h_{ie}\,\delta I_b + h_{re}\,\delta V_{ce} \qquad (2.11a)$$

$$dI_c = h_{fe}\,\delta I_b + h_{oe}\,\delta V_{ce} \qquad (2.12a)$$

El subíndice adicional *e* se ha usado con los parámetros para el trabajo como emisor común y el subíndice *b* se empleará en el futuro para dar a entender el funcionamiento en base común. El subíndice extra se omite a veces, donde no puede prestarse a confusión de qué circuito se trata o donde su uso es aplicable igualmente a todos ellos.

La figura 13 muestra un conjunto de características para la conexión de emisor común.

Nuevamente los parámetros híbridos están relacionados con las pendientes de las cuatro gráficas de la figura 13. Algunos valores típicos para estos parámetros vienen dados en la tabla 4.

Tabla 4

Transistor	h_{ie} (kilohmios)	h_{re} ($\times 10^{-4}$)	h_{fe}	h_{oe} (μmhos)	I_c (mA)
2N699B	2,8	3,5	70	11	1
OC 202	2,1	6,0	70	42	1
OC 71	1,5	8,0	41	42	1
ZT 23	1,6	1,1	50	2,5	1
2N105	2,9	5,5	55	16	1
2N344	1,6	6,0	22	80	0,5
2S102	0,45	0,9	18	25	5
2N996	2,0	1,4	70	40	1
	0,8	2,6	105	200	5

La figura 13 (D) muestra una típica familia de características de salida con iguales incrementos de I_b entre cada miembro. Para trabajar como amplificador lineal, el transistor debe polarizarse lejos de la región de saturación, donde las características son coincidentes y lejos de la región de baja ganancia de corriente donde las características, aunque paralelas, están muy juntas. Esto está acercándose a la región de corte donde la capa de entrada ya no está con polarización directa. Una oscilación típica de la tensión de salida podría ser entre los puntos *P* y *R* de la figura, siendo *Q* el punto de polarización estática. También es verdad que, para amplificación lineal la *corriente* de entrada, más que la tensión de entrada debe ser proporcional a la señal. Por consiguiente, se usa frecuentemente una fuente de alta impedancia.

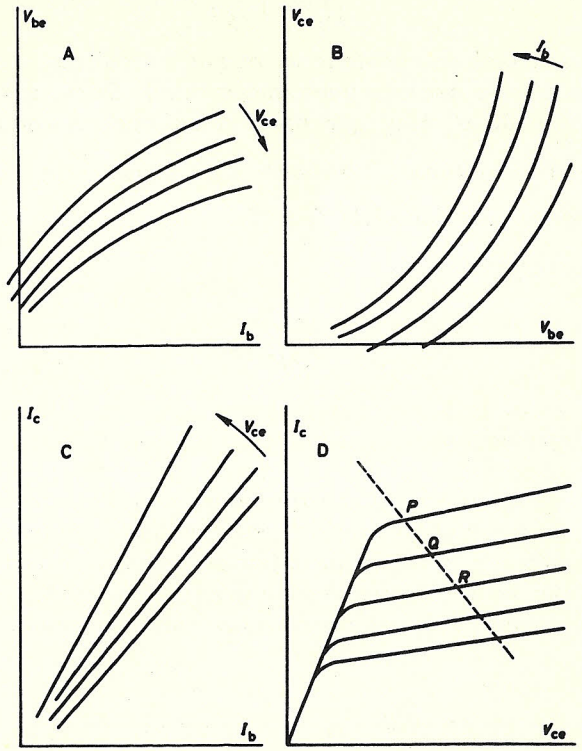


FIGURA 13

Los valores citados en la tabla 4 son centros de diseño. El fabricante clasifica los transistores y garantiza que un tipo determinado de transistor tiene un valor de h_{fe} dentro de una dispersión establecida en la producción. Por ejemplo, un valor de h_{fe} de 60 podría ser representativo de transistores que, al medirlos, podrían tener h_{fe} entre 45 y 100. Esta desviación viene ordinariamente declarada por el fabricante.

Puede apreciarse en la tabla que h_{re} es pequeño y, puesto que $h_{re}\delta V_{ec}$ es mucho menor que $h_{ie}\delta I_b$, la ecuación (2.11*a*) se convierte en:

$$dV_{be} \doteq h_{ie}\,dI_b \qquad (2.13)^*$$

* A la validez de estas expresiones se aplican las mismas limitaciones que se aplicaban a expresiones parecidas para el amplificador de base común (ver pág. 36).

Por esto, h_{ie} es a menudo una buena aproximación de la impedancia de entrada*. Se ve que es mayor que h_{ib}.

De nuevo, de los valores de la tabla 4 y de la ecuación (2.12*a*)

$$dI_c = h_{fe} dI_b \qquad (2.14^*)$$

dI_c/dI_b es la ganancia de corriente de pequeña señal para la conexión de emisor común y se ve que es mucho mayor que 1. Se escribe α' o β. Veremos aquí el uso de α'. Hay que hacer notar que las variaciones de I_b y I_c son de signos contrarios. Por tanto, α' se define como $-\dfrac{\partial I_c}{\partial I_b}$. Ahora $\alpha = \dfrac{dI_c}{dI_e}$, y de la ecuación (2.1) $I_b = I_e - I_c$.

Por consiguiente,

$$\alpha' = \frac{dI_c}{dI_e - dI_c} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \qquad (2.15)$$

Circuitos equivalentes

Hay muchos circuitos equivalentes que se usan para representar el comportamiento físico de los transistores. Fundamentalmente éstos se derivan de una línea de transmisión uniforme, pero con frecuencia es conveniente agrupar las constantes de esta línea y dibujar el circuito equivalente como un conjunto de parámetros tales como los parámetros híbridos.

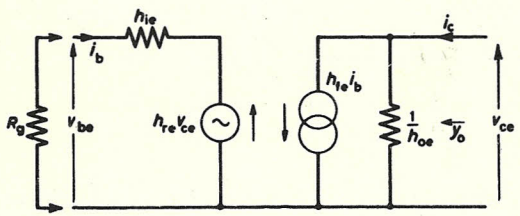


FIGURA 14

Se dispone un circuito de esta clase para satisfacer un conjunto de ecuaciones paramétricas tales como las (2.11*a*) y (2.12*a*). Aun cuando ilustra la conducta del transistor, no da ninguna razón básica para esa conducta. La figura 14 muestra uno de estos circuitos. La validez de este circuito puede comprobarse por comparación con estas ecuaciones.

*A la validez de estas expresiones se aplican las mismas limitaciones que se aplicaban a expresiones parecidas para el amplificador de base común (ver pág. 36).

El circuito equivalente puede usarse para deducir la impedancia de entrada y salida de un amplificador en la práctica y las ganancias de corriente y tensión dinámicas. El circuito (lo mismo que en las válvulas termoelectrónicas) es representativo solamente de las condiciones de corriente alterna y no se usa para medir potenciales continuos. En la figura 14 y en los análisis que siguen, los pequeños cambios que se supone que ocurren son sinusoidales. Por consiguiente, v_{eb}, i_b, etc., pueden usarse para indicar magnitudes alternas de señal pequeña y remplazar las ecuaciones precedentes.

Impedancia de entrada z_{in}

De la figura 14 tenemos, $v_{be} = i_b, h_{ie} + v_{ce} h_{re}$ y $z_{in} = v_{be}/i_b$.

Por tanto,

$$z_{in} = h_{ie} + h_{re} v_{ce}/i_b \qquad (2.16)$$

Pero de la ecuación (2.12*a*) tenemos

$$i_b = (i_c - h_{oe} v_{ce})/h_{fe} \qquad (2.17)$$

y, si se escribe Y_L en lugar de $-i_c/v_{ce}$, donde Y_L es la admitancia de la carga, las ecuaciones (2.16) y (2.17) se convierten en

$$z_{in} = h_{ie} - \frac{h_{re}\, h_{fe}}{Y_L + h_{oe}} \qquad (2.18)$$

La ecuación (2.18) da la impedancia de entrada bajo cualesquiera condiciones especificadas y, en particular, cuando la salida está cortocircuitada, es decir, cuando Y_L se ha hecho infinita. En estas condiciones $z_{in} = h_{ie}$. De aquí que la aproximación de la ecuación (2.13) es en realidad la impedancia de entrada con una carga en cortocircuito. z_{in} de hecho aumenta cuando Y_L crece para todos los valores positivos de Y_L, ya que el segundo término de la ecuación (2.18) es siempre negativo.

Ganancia de corriente a_i

La ganancia de corriente dinámica se debe a la fracción de $h_{fe} i_b$ que circula por la carga.

Por tanto

$$a_i = \frac{h_{fe} i_b}{i_b} \frac{Y_L}{Y_L + h_{oe}} = \frac{h_{fe}\, Y_L}{Y_L + h_{oe}} \qquad (2.19)$$

Es muy corriente que la carga sea del orden de 1-5 kilohms. Por consiguiente Y_L es a menudo mucho mayor que h_{oe} y la ganancia de corriente es aproximadamente igual a h_{fe}. Sin embargo, esto es sólo rigurosamente cierto cuando Y_L tiende a infinito. Por tanto, h_{fe} es la ganancia de corriente de pequeña señal con una carga cortocircuitada.

Admitancia de salida y_o

La admitancia de salida y_o, cuando la entrada la proporciona un generador de impedancia R_g, puede hallarse ahora.

De la malla derecha tenemos $y_o = h_{oe} - h_{fe} i_b / v_{ce}$. Pero en la malla izquierda, $i_b = h_{re} v_{ce} / (h_{ie} + R_g)$.

Por tanto,

$$y_o = h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{h_{ie} + R_g} \tag{2.20}$$

En particular, cuando el transistor está excitado por una fuente de alta impedancia y R_g tiende a infinito,

$$y_o = h_{oe} \tag{2.21}$$

Ganancia de tensión a_v y ganancia de potencia a_w

La ganancia de tensión puede hallarse mediante un método parecido. La ganancia de potencia es una magnitud importante. Es el producto de las ganancias de tensión y de corriente. Mientras que una válvula termoelectrónica tiene una ganancia de potencia enormemente grande (casi infinita), la ganancia de potencia de un transistor está frecuentemente entre 20 y 40 dB.

Disposición de colector común

La figura 15 muestra la disposición colector común. Este tipo de circuito se conoce también con el nombre de seguidor de emisor, debido a su similitud con el circuito termoelectrónico seguidor de cátodo.

Pueden nuevamente escribirse las ecuaciones diferenciales y deducirse de ellas los parámetros.

Aquí tenemos

$$V_{bc} = f_5(I_b, V_{ec}) \tag{2.22}$$

y

$$I_e = f_6(h_b, V_{ec}) \tag{2.23}$$

o

$$\mathrm{d}V_{bc} = \left(\frac{\partial V_{bc}}{\partial I_b}\right)_{V_{ec}} \delta I_b + \left(\frac{\partial V_{bc}}{\partial V_{ec}}\right)_{I_b} \delta V_{ec} \tag{2.24}$$

y

$$\mathrm{d}I_e = \left(\frac{\partial I_e}{\partial I_b}\right)_{V_{ec}} \delta I_b + \left(\frac{\partial I_e}{\partial V_{ec}}\right)_{I_b} \delta V_{ec} \tag{2.25}$$

Las ecuaciones (2.24) y (2.25) pueden expresarse también de la forma:

$$\mathrm{d}V_{bc} = h_{ic}\,\delta I_b + \delta h_{rc} V_{ec} \tag{2.24a}$$

$$\mathrm{d}I_e = h_{fc}\,\delta I_b + h_{oc}\,\delta V_{ec} \tag{2.25a}$$

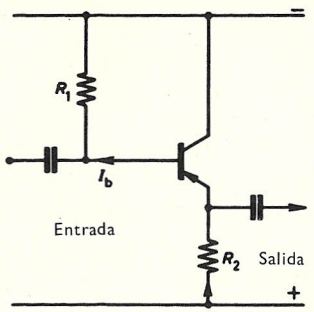


FIGURA 15

Ganancia de corriente

La ganancia de corriente α'' se define como $\mathrm{d}I_e/\mathrm{d}I_b$.

De la ecuación (2.1) tenemos $I_b = I_e - I_c$.

Por consiguiente,

$$\mathrm{d}I_e/\mathrm{d}I_b = \alpha'' = \frac{\mathrm{d}I_e}{\mathrm{d}I_e - \mathrm{d}I_c} = \frac{1}{1-\alpha} \tag{2.26}$$

ya que $\alpha = \mathrm{d}I_c/\mathrm{d}I_e$.

Pero en la tabla 5 podemos ver que h_{oc} es pequeño y en la ecuación (2.25*a*) $h_{oc}\,\delta V_{ec}$ es mucho menor que $h_{fe}\,\delta I_b$ para trabajo en pequeña señal.

Por consiguiente,

$$\mathrm{d}I_e/\mathrm{d}I_b \doteq h_{fc} = \alpha''.$$

Los otros parámetros pueden deducirse de forma parecida. Algunos valores típicos se indican en la tabla 5.

Tabla 5

Transistor	h_{ic} (kilohmios)	h_{rc}	h_{fc}[1]	h_{oc} (μmhos)
OC 71. . . .	1,5	1[2]	42	42
GT 33. . . .	2,5	1[2]	61	25

[1] Medida con una corriente de colector de 1 mA.
[2] Muy aproximadamente.

La comparación entre los valores de la tabla 5 y la ecuación (2.24*a*) nos enseña que la impedancia de entrada no es igual a h_{ic} ya que h_{rc} no es despreciable. En realidad la impedancia de entrada varía considerablemente con la impedancia de carga (R_2 en la fig. 15) y en un intervalo amplio es aproximadamente igual al producto de α'' por la impedancia de carga.

Resumen

Si se dan parámetros para algún transistor en una configuración de circuito, es ciertamente posible deducir sus valores para uno u otro de los otros modos importantes de trabajo.

Las relaciones entre éstos y otros parámetros están representadas en el apéndice A.

Tabla 6

Amplificadores de transistor-Resumen

	Impedancia de entrada	Ganancia de corriente	Ganancia de tensión	Impedancia de salida
Base común	Baja	α (Justamente menor que 1)	Alta	Alta
Emisor común . . .	Media	$\alpha' = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ Alta	Alta	Media
Colector común . . .	Alta (aproximadamente $\alpha'' \times$ carga)	$\alpha'' = \frac{1}{1-\alpha}$ Alta	Justamente menos uno	Baja (aproximadamente la impedancia de la fuente $\div \alpha''$)

La tabla 6 resume el funcionamiento a bajas frecuencias de las tres disposiciones principales de circuito. Para obtenerla hemos considerado una aproximación analítica, la de los parámetros híbridos, para estimar el funcionamiento de un transistor en estos circuitos sencillos. No se intenta ahora meterse de nuevo por completo con un procedimiento de esta clase, pero existen otros conjuntos similares de parámetros. Estos se usan porque ningún conjunto de parámetros dará soluciones sencillas a todos los problemas posibles de circuitos de transistor y, también, porque los circuitos equivalentes apropiados son aplicables a la solución del diseño de circuitos particulares. Asimismo, los datos del transistor no están especificados en función de los mismos parámetros por todos los fabricantes.

Parámetros *z*

Dos de los parámetros híbridos eran números puros, uno, una resistencia y el otro una conductancia. Habría sido más conveniente si hubiesen sido todos dimensionalmente similares. No debiera deducirse de esto que los parámetros híbridos son tan molestos que no se usen nunca, pero el lector debe ser advertido a este respecto de su limitación.

Otra solución es escoger las variables de forma que los cuatro parámetros sean impedancias. Se verá que esto conduce al circuito equivalente *T* de la figura 16.

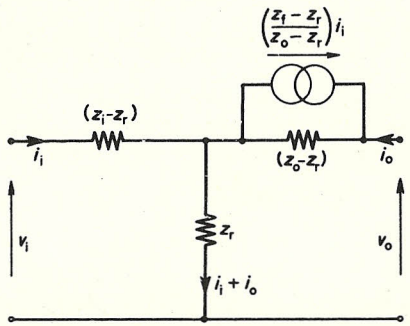


FIGURA 16

Sean V_i y I_i símbolos generalizados para la tensión y corriente de entrada. Se remplazarán por V_{be} y I_b en el caso de emisor común, o bien V_{be} y I_e en la disposición de base común. De la misma manera V_o y I_o son la corriente y tensión de salida. El método es parecido al usado con los parámetros *h* estando relacionadas las variables de la siguiente forma:

$$V_i = f_7(I_i, I_o) \tag{2.27}$$

$$V_o = f_8(I_i, I_o) \tag{2.28}$$

Estas expresiones conducen, por un procedimiento similar al que ya hemos empleado, a

$$v_i = z_i i_i + z_r i_o \tag{2.29}$$

$$v_o = z_f i_i + z_o i_o \tag{2.30}$$

donde z_i, z_r, z_f y z_o son los parámetros. Al considerar las ecuaciones diferenciales totales se verá que todos estos parámetros tienen las dimensiones de una impedancia.

Es conveniente escribir la ecuación (2.29) en la forma

$$v_i = (z_i - z_r)i_i + z_r(i_i + i_o) \qquad (2.31)^*$$

y la ecuación (2.30) puede escribirse también de la forma

$$v_o = z_r(i_i + i_o) + (z_f - z_r)i_i + (z_o - z_r)i_o$$

o bien

$$v_o = z_r(i_i + i_o) + \frac{(z_f - z_r)(z_o - z_r)i_i}{(z_o - z_r)} + (z_o - z_r)i_o \qquad (2.32)$$

Estas ecuaciones se ponen de esta forma, ya que entonces nos llevan fácilmente al circuito equivalente de la figura 16, y las ecuaciones (2.31) y (2.32) se ve que son las ecuaciones de la malla de entrada y de la de salida.

Si la figura 16 se toma como representativa de un transistor usado como amplificador de base común, las un poco engorrosas fórmulas de parámetro pueden sustituirse según la figura 17, donde r_e, r_b y r_c se usan en lugar de los parámetros z. Estos nuevos parámetros que les sustituyen son los parámetros T.

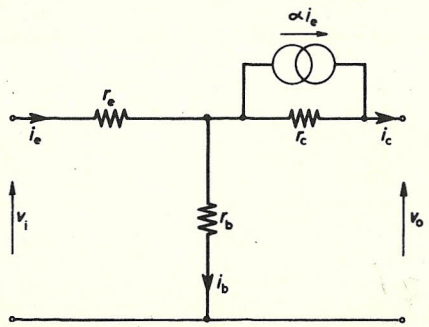


FIGURA 17

El generador de corriente queda reducido a αi_e, al suponer que z_r es mucho menor que z_f o z_o. Esto se ve justificado por la tabla 7 ya que $z_i - z_r$ es igual a r_e y z_r es igual a r_b y r_e y r_b son mucho menor que r_c que es con frecuencia aproximadamente 1 megohmio.

La figura 17 podría haberse dibujado para el circuito de emisor común pero es corriente definir estos parámetros T para el trabajo de base común y, entonces, derivar los circuitos equivalentes para los circuitos de emisor común y colector común, en función de los mismos parámetros T que han

* Es necesario advertir que las direcciones escogidas para las corrientes i_i y i_o siguen la norma corriente para el análisis de un caso general.

Tabla 7

Transistor	r_e (ohmios)	r_b (ohmios)	α'	I_c (mA)
OC 71. . . .	18	700	41	1
2N105. . . .	34	976	51	2
GT 47. . . .	25	500	100	1
OC 202 . . .	25	800	70	1

sido adoptados para el amplificador de base común. En el apéndice A pueden encontrarse algunas tablas de conversión entre los parámetros h y los parámetros T.

Derivación del circuito T para el funcionamiento de emisor común

El uso del circuito equivalente T para representar el trabajo del transistor en el modo de emisor común es lo que muestra la figura 18 *a*.

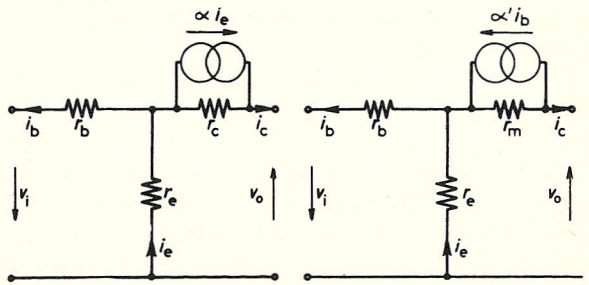


FIGURA 18 *a* FIGURA 18 *b*

Es más útil poner el generador de corriente αi_e en la forma $\alpha' i_b$, de forma que sea una función de la corriente de entrada i_b. Esto se hace en la figura 18 *b*. La impedancia r_c ha sido sustituida por r_m, pues está claro según la tabla 6 que la impedancia de salida es distinta a la del amplificador de base común. Es necesario demostrar la equivalencia de las dos figuras, pues ellas representan el mismo circuito en las mismas condiciones y tendrán, por ejemplo, la misma impedancia de entrada y la misma ganancia de corriente. Al hacerlo así, la conexión entre r_c y r_m resultará aparente y la validez del uso de $\alpha' i_b$ demostrada.

Si estos circuitos son equivalentes, sus condiciones de entrada y salida pueden igualarse.

En la figura 18 *a*

$$v_i = i_e r_e + i_b r_b \qquad (2.33)$$

$$v_o = \alpha i_e r_c - i_c r_c - i_e r_e \qquad (2.34)$$

En la figura 18 *b*

$$v_i = i_e r_e + i_b r_b \qquad (2.33a)$$

$$v_o = -(i_e r_e + i_c r_m + \alpha' i_b r_m) \qquad (2.35)$$

Comparando las ecuaciones (2.33) y (2.33*a*) se ve que las condiciones de entrada son idénticas.

Igualando las ecuaciones (2.34) y (2.35) de forma que las condiciones de salida sean las mismas

$$\alpha i_e r_c - i_c r_c - i_e r_e = -(i_e r_e + i_c r_m + \alpha' i_b r_m)$$

Entonces, poniendo $i_e = i_c + i_b$

$$r_c i_c - \alpha r_c (i_c + i_b) = i_c r_m + \alpha' i_b r_m$$

o

$$r_c(1 - \alpha) i_c - \alpha r_c i_b = i_c r_m + \alpha' i_b r_m.$$

Se puede ver que esta expresión es una identidad si $r_m = r_c(1 - \alpha)$. Demuestra que es permisible usar un generador de corriente, $\alpha' i_b$, que tenga el signo mostrado en la figura.

Esta capa T de resistencias (o impedancias) tiene la ventaja de que hay solamente un elemento activo, el generador de corriente $\alpha' I_b$. La tabla 7 da algunos valores típicos para los parámetros T. Como podría esperarse de la ecuación (1.4), todos los parámetros que han sido deducidos son en mayor o menor grado dependientes de la temperatura. Algunos parámetros dependen también de la corriente del colector que circula en el momento de la medida. Por esta razón, los valores dados en las tablas se usan para dar una indicación de la escala de valores típicos que se van a encontrar. No siempre es posible obtener de los fabricantes datos que estén relacionados con una corriente dada del colector. Por ejemplo, puede demostrarse teóricamente que r_e es inversamente proporcional a la corriente del colector cuando ésta es pequeña. Este tema se volverá a tratar en el capítulo 3.

Las impedancias de entrada y de salida y las ganancias de tensión y de corriente pueden calcularse usando los parámetros T, de la misma forma que se usaban los parámetros h. Para más información sobre este asunto remitiremos al lector al apéndice B.

Parámetros híbridos π

A altas frecuencias los circuitos equivalentes discutidos hasta ahora, se hacen cada vez más imprecisos. El uso de los parámetros híbridos π es una tentativa para vencer esta dificultad, ya que ello intenta tomar en consideración las reactancias presentes en las uniones o capas. Sin embargo, no se puede confiar mucho en ninguno de estos circuitos cuando

uno se acerca al límite superior de frecuencia del transistor. El circuito híbrido equivalente π se muestra en la figura 19, según se aplica al circuito de emisor común. En este circuito el punto b es el punto en el que se hace la conexión a la base. Sin embargo, el material de la base es relativamente puro y, por tanto, tiene una resistividad alta. Esto es necesario para obtener una eficiencia alta del emisor. Hay una resistencia apreciable

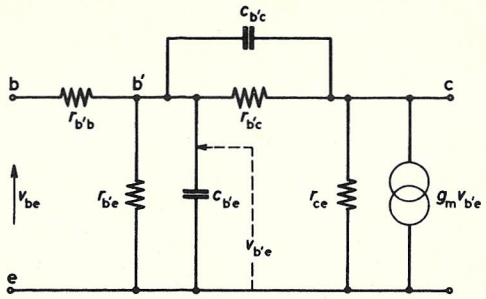


FIGURA 19

entre el punto b y la región activa de la base, ya que no es posible hacer el contacto de la base muy cerca de la región activa de la misma. Es la resistencia $r_{b'b}$ y el punto b' representa esta región activa de la base.

$c_{b'e}$ es la capacitancia base-emisor. Es debida a dos capacitancias, la importancia relativa de ellas depende de la naturaleza de la polarización de la capa.

1. *Capacitancia de la capa barrera.* Es proporcional al área de la capa del emisor. Para una capa abrupta es proporcional a $V^{-1/2}$ y para una capa de gradiente lineal es proporcional a $V^{-1/3}$, donde V es la polarización aplicada. Una capa de aleación fundida es un caso típico de capa abrupta y una capa cultivada es el ejemplo típico de una capa de gradiente lineal.
2. *Capacitancia de difusión.* Es proporcional a $\omega^{-1/2}$ y es función de la anchura de la base, aumentando con dicha anchura. Cuando la capa tiene polarización inversa, la capacitancia de la capa barrera es más importante, pero, cuando tiene polarización directa, la capacitancia de difusión es tan grande que la capacitancia de la capa barrera puede despreciarse, en particular, ya que la capacitancia de entrada de una capa con polarización directa está en paralelo con una baja resistencia.

$c_{b'c}$ es la capacitancia del colector y es debida, en parte, a la capacitancia de la capa infranqueable del colector. Está relacionada, por tanto, con el área de la capa colectora.

Tabla 8

Transistor	$r_{b'b}$ (ohmios)	$r_{b'e}$ (ohmios)	$c_{b'e}$ (pF)	$r_{b'c}$ (megohmios)	$c_{b'c}$ (pF)	r_{ce} (kilohmios)	g_m (mAV^{-1})	f_α (Mc/s)
OC 45	75	1315	1000	3,33	10,5	62,5	38	6
NKT 142. . .	200	2000	400	3,0	20	20	39	12
2N105 . . .	250	2700	4500	5,0	17	200	21	1
GT 41 . . .	100	790	1560	2,6	15	122	38	4
GET 874. . .	100	1800	500	2,6	8,5	40	38	15
OC 202. . . .	250	1800	2000	2,1	29,5	35	39,5	3,2 [1]

[1] f_1.

Conductancia mutua, $g_m = -\alpha'/r_{b'e}$. La tabla 8 da algunos valores típicos.

El efecto de las capacitancias inherentes del transistor es limitar la respuesta a frecuencia, ya que el transistor está en paralelo con $c_{b'e}$ y hay realimentación desde la salida a la entrada a través de $c_{b'c}$. Los fabricantes indican estas limitaciones de tres maneras. La frecuencia a la que la ganancia de corriente en cortocircuito, cuando se usa la configuración de base común, ha caído 3 dB de su valor de baja frecuencia se llama f_α. Esta se usó con frecuencia en las primeras etapas de desarrollo del transistor, ya que el trabajo en la más alta frecuencia se obtiene con la disposición de base común. La tabla 8 incluye valores de f_α. En segundo lugar, la frecuencia a la que la ganancia de corriente de emisor común ha disminuido hasta la unidad es f_1. Esta es importante, ya que el modo de emisor común es el que con más frecuencia se usa. Finalmente, f_T es la frecuencia a la que la ganancia de corriente de emisor común se calcula para que baje a 1, si su velocidad de bajada en el extremo superior de frecuencia de su banda de paso se mantiene constante en 6 dB por octava (véase fig. 48). Así, pues, f_1 se halla experimentalmente mientras que f_T se deduce teóricamente, ya que da un valor más real del funcionamiento de un transistor cuya ganancia podría al principio caer rápidamente, pero más gradualmente a frecuencias más altas, dando así un valor alto para f_1.

Tipos de transistor

Los primeros transistores de capas eran del tipo cultivado, según hemos mencionado. A éstos les siguieron las capas de aleación. Las impurezas se aplicaban a ambos lados del disco de la base y por tratamientos con calor se las hacía que se aleasen con el material semiconductor, formando así el emisor y el colector por sobreadulteración. La figura 20 muestra un corte (no a escala) de un transistor de aleación. La figura muestra algunas de las características más importantes del transistor. La anchura de la base debe de mantenerse pequeña, comparada con la longitud de difusión, ya que, a altas frecuencias, el tiempo de tránsito de los portadores a través de la base es importante. También la mayoría de los portadores deben de poder atravesar la base sin recombinación. La adulteración del emisor

debe de ser más densa que la de la base. Por esta razón la resistividad del emisor debe ser mucho menor que la de la base para obtener una eficiencia alta del emisor. Sin embargo, la resistividad de la base y las dimensiones y resistividad del colector están relacionadas con la disipación de potencia del transistor. Así, pues, los transistores de alta frecuencia tienden a hacerse muy pequeños y, entonces, las posibilidades de manejar la potencia se reducen al mismo tiempo.

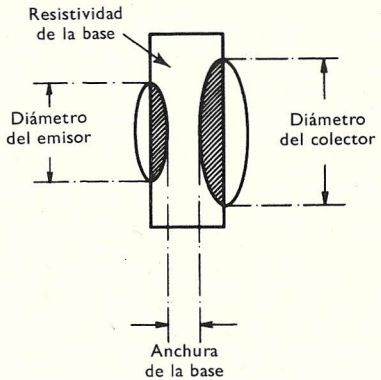


FIGURA 20

Una tentativa para vencer las limitaciones, en particular la anchura de la base, de este tipo de transistor es el transistor de aleación difusa.

Transistor de aleación difusa

El límite superior de frecuencia de los transistores de aleación es aproximadamente 10-15 Mc/s. Esto se debe en parte a la anchura de la región de la base. El funcionamiento en la frecuencia superior puede aumentarse en un factor de aproximadamente 3, mediante la incorporación de un campo acelerador de desplazamiento en la región de la base. En esta técnica la base tiene un gradiente de impureza que se introduce durante la fabricación. Sin embargo, la técnica de aleación difusa puede alargar el límite superior de frecuencia mucho más allá. En este proceso la anchura de la base puede reducirse ahora a unas pocas micras.

En muchos transistores de aleación difusa, el proceso de adulteración se aplica solamente desde un lado de la loncha del cristal y la difusión de las impurezas en el semiconductor, que se deja tenga lugar a una temperatura cuidadosamente controlada, produce un campo de desplazamiento que contribuye también al mejoramiento de las características del dispositivo. El punto donde principia la fabricación de este transistor es el colector. Se forma a partir de una oblea de germanio tipo *p* sobre la cual se colocan dos bolitas metálicas, una de las cuales contiene impurezas

del tipo n mientras que la otra contiene impurezas del tipo n y del tipo p. Esto se muestra en la figura 21.

Cuando se calienta convenientemente en una atmósfera inerte tiene lugar la difusión de las impurezas en el germanio; la difusión debida al tipo p tiene una velocidad mucho más lenta que la debida a las impurezas del tipo n. La capa difusa tipo n, conectada a la bolita B de la figura, forma la base y puede controlarse aproximadamente a 5 micras de espesor.

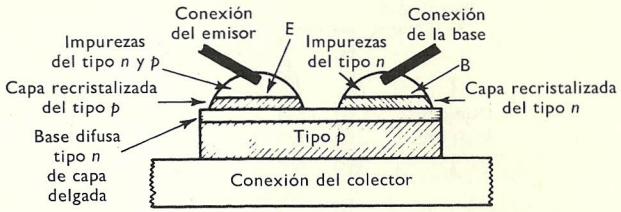


FIGURA 21

La debida al tipo p se conecta a la bolita E. Esta contiene impurezas del tipo n y p pero es predominantemente del tipo p y forma el emisor. La densidad gradual de impureza, que se produce en la región de la base, produce un campo acelerador que actúa sobre los portadores en su tránsito a través de la base. El transistor *pnp* contiene impurezas distribuidas según muestra la figura.

Parámetros y

Los parámetros y usados con frecuencia con este tipo de transistor pueden definirse a partir de las ecuaciones diferenciales (2.36) y (2.37):

$$dI_i = \left(\frac{\partial I_i}{\partial V_i}\right)_{V_o} \delta V_i + \left(\frac{\partial I_i}{\partial V_o}\right)_{V_i} \delta V_o \qquad (2.36)$$

$$dI_o = \left(\frac{\partial I_o}{\partial V_i}\right)_{V_o} \delta V_i + \left(\frac{\partial I_o}{\partial V_o}\right)_{V_o} \delta V_o \qquad (2.37)$$

Estas pueden expresarse de la forma:

$$i_i = y_i v_i + y_r v_o \qquad (2.38)$$

$$i_o = y_f v_i + y_o v_o \qquad (2.39)$$

Para la configuración de emisor común, éstas nos llevan al circuito equivalente de la figura 22. En el apéndice A pueden encontrarse algunas tablas de conversión que usan parámetros y.

Los parámetros y_i e y_o pueden expresarse de la forma $g_i + j\omega c_i$ y

$g_o + j\omega c_o$ (suponiendo que en el análisis que usan tensiones y corrientes sinusoidales, mientras que las ecuaciones (2.36) y (2.37) se refieren a *incrementos* de tensión y de corriente). La tabla 9 da algunos valores típicos de estos parámetros, basada en la configuración de base común, mé-

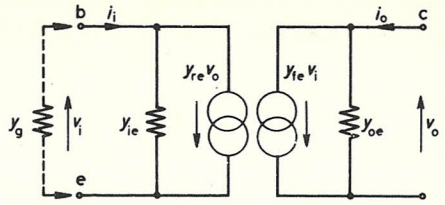


FIGURA 22

todo de conexión usado en altas frecuencias. Pueden convertirse en parámetros de emisor común usando la tabla 29. Las fórmulas para las ganancias de tensión y de corriente del amplificador se muestran en la tabla 30, en función de los parámetros y.

Tabla 9

Transistor	g_i (mmhos)	c_i (pF)	y_r (mmhos)	y_f (mAV^{-1})	g_o (μmhos)	c_o (pF)	f_1 (Mc/s)
OC 170. . . .	2,5	65	0,1	32	60	4,5	70
OC 171. . . .	23	6	0,6	9	350	2,6	70
AF 102. . . .	50	36	0,1	45	30	2,0	180
AF 114. . . .	15	5	0,45	16	300	2,5	75
AF 117. . . .	0,25	70	neg.	37	0,2	4,0	75

Transistores epitaxiales

En el tipo de transistor de aleación difusa considerado anteriormente, las capas de la base y del emisor se forman por la difusión de las impurezas en una capa de germanio o de silicio. El resto, que debe tener una resistividad razonablemente alta para obtener una tensión de descarga disruptiva, forma el colector. Sin embargo, la región del colector debe idealmente tener una baja resistividad para obtener una baja resistencia de saturación del colector. Por tanto, debe de hacerse un término medio entre esto y la tensión de ruptura. Semejantes transistores no son, por lo general, buenos interruptores.

Con la construcción epitaxial pueden conseguirse los dos ideales en el mismo transistor. La oblea de silicio original es de muy baja resistividad y se deposita sobre ella una delgada capa epitaxial (tabla). Se forman entonces en esta capa epitaxial las regiones del emisor y de la base, igual

que en el proceso ordinario de la difusión de aleación. La región del colector de alta resistividad es entonces muy delgada y la oblea original forma un recorrido de contacto de baja resistividad. El transistor epitaxial de silicio tiene una frecuencia de corte alta, una baja tensión de enclavamiento y su ganancia de corriente es lineal en un intervalo grande de corrientes del colector. Algunos ejemplos de esta técnica se ilustran en la tabla 10.

Otra modificación es el transistor plano epitaxial. Tiene una capa de óxido de silicio encima de la capa epitaxial, manteniendo no obstante las corrientes de fuga más bajas y dando una ganancia de corriente más alta a corrientes del colector muy bajas. Debido a la importancia de este tipo de transistor, se encontrarán en los siguientes capítulos ejemplos de su uso.

Tabla 10

Transistor	Tipo	h_{fe}	f_1* (Mc/s)	V_{be} para $I_c = 10$ mA (voltios)	V_{ce} para $I_c = 10$ mA (voltios)
BCY 34	Aleación de germanio .	45	0,6	0,3	0,4
2G401	Aleación difusa de Ge	100	80	0,2η	0,4
MDS 33	Aleación difusa de Ge	40	300	0,3	0,5
2S131	Epitaxial de silicio. . .	25	300	0,8	0,27
2N697	Plano epitaxial de Si. .	100	**	1,0	1,2
2N753	Plano epitaxial de Si. .	100	**	0,9	0,6

* Esta es una función de V_{ce} y conduce a los contornos de f_1 representados en la gráfica I_c y V_{ce}. f_1 es también el producto de la ganancia por la anchura de banda, ya que es la frecuencia a la que h_{fe} se reduce a la unidad.
** Transistor de conmutación.

Transistores de micro-aleación

Otro tipo de transistor con base de aleación difusa se construye partiendo de ambos lados de la oblea de la base. Esta se ataca electrolíticamente como muestra la figura 23. El grabado de precisión final se controla mediante la transmisión del infrarrojo a través de la delgada oblea. De esta forma es posible controlar con precisión el espesor de la base.

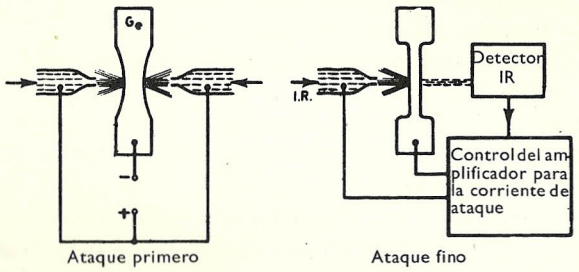


FIGURA 23

La tensión de ataque electrolítico se invierte entonces, para depositar electrolíticamente las regiones que más adelante actuarán de emisor y

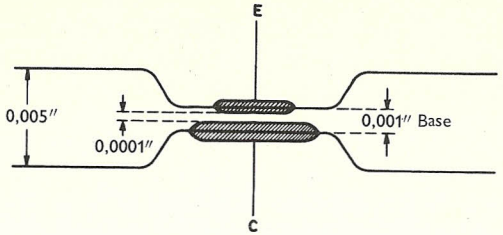


FIGURA 24

colector. Esto forma un transistor del tipo de aleación, el tipo de microaleación de la figura 24.

La misma técnica puede emplearse también para producir la difusión en la región de la base. Los transistores de microaleación difusa que resultan, cuyo fin es usarlos como conmutadores, no tienen región de base intrínseca, mientras que los que se destinan para osciladores y amplificadores sí que tienen una capa intrínseca de alta resistividad y, por consiguiente, para un funcionamiento óptimo requieren un cierto voltaje mínimo colector-emisor. Frecuentemente, V_{ce} debe de exceder en unos 5 V y I_c en 2 mA.

Transistores a altas frecuencias

El circuito equivalente híbrido π era un modelo que se escogió para explicar el funcionamiento en alta frecuencia de un transistor de capa. Como alternativa podemos suponer, que la ganancia de corriente de un transistor que funcione en condiciones de régimen permanente, es una magnitud compleja y usar esta premisa para deducir su ganancia a alta frecuencia.

La ganancia de corriente en cortocircuito y base común es lo más alta a bajas frecuencias. Sea ésta α_o y, a cualquier frecuencia f, sea la ganancia α. Entonces α es una cantidad compleja y puede expresarse en una componente real y otra imaginaria o en representación polar. Tales gráficas muestran que, si α_o es real, el ángulo de fase al cual α ha caído hasta 0,707 de su valor a baja frecuencia puede variar desde unos 50° hasta por encima de 100°, dependiendo ello de las técnicas usadas para formar las capas. Este ángulo es máximo cuando se usa una base gradual.

Es de un interés considerable comparar el funcionamiento de los transistores en las tres principales configuraciones. Un método para resolver este problema es expresar la naturaleza compleja de la ganancia

de corriente, como en la ecuación (2.40), de la cual puede deducirse la relación entre f_α (base común) y $f_{\alpha'}$ (emisor común):

$$\alpha = \frac{\alpha_o}{1 + j\, f/f_\alpha} \tag{2.40}$$

también

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

y

$$\alpha'_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o}$$

Por consiguiente,

$$\begin{aligned} \alpha' &= \frac{\alpha_o}{(1 + jf/f_\alpha)\,[1 - \alpha_o/(1 + jf/f_\alpha)]} \\ &= \frac{\alpha_o}{1 + jf/f_\alpha - \alpha_o} \\ &= \frac{\alpha_o/(1 - \alpha_o)}{1 + jf/(1 - \alpha_o)f_\alpha} \end{aligned} \tag{2.41}$$

El problema puede investigarse también haciendo que sea $f_{\alpha'}$ la frecuencia de corte en un circuito de emisor común y volviendo a escribir entonces la ecuación (2.40) para el caso de emisor común:

$$\alpha' = \frac{\alpha'_o}{1 + jf/f_{\alpha'}} \tag{2.42}$$

Comparando entonces las ecuaciones (2.41) y (2.42)

$$f_{\alpha'} = (1 - \alpha_o)f_\alpha \tag{2.43}$$

f_1 y f_α están relacionadas por la igualdad $f_\alpha = f_1/K$ donde K es una constante para una clase particular de transistor ($K = 0{,}8$ para transistores con una base uniforme). Además, f_α se usa solamente para describir el funcionamiento de los transistores de aleación de germanio a frecuencias relativamente bajas debido a la desviación, en la práctica, de los transistores del concepto sencillo del circuito equivalente cerca del límite superior de frecuencia y a la indeterminación consecuente del ángulo de fase, mientras que f_1 es inversamente proporcional al tiempo de tránsito de los portadores mayoritarios. Por eso el valor de f_α no viene dado en los transsistores que trabajan a frecuencias muy elevadas.

Efectos de temperatura

En el capítulo primero se indicó la existencia de la conducción intrínseca y, por consiguiente, de las corrientes de fuga. Estas corrientes pueden ser bastante pequeñas en el caso de funcionamiento en base común, pero en el mismo transistor son mucho más grandes en la disposición en emisor común. La figura 25 muestra los resultados obtenidos con un transistor típico de germanio trabajando con una fuente de alimentación de 9 voltios.

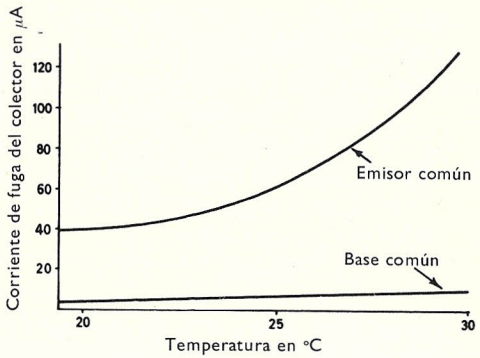


FIGURA 25

Un experimento parecido con un transistor de silicio muestra corrientes de fuga correspondientemente más pequeñas, de solamente unos pocos milimicroamperios, y los transistores epitaxiales, en particular aquellos que tienen las superficies pasivadas, son los que tienen las corrientes de fuga más bajas de todos.

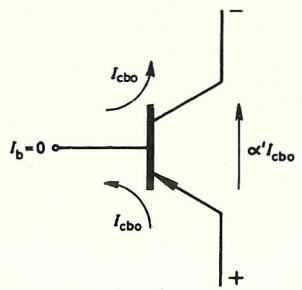


FIGURA 26

Si la corriente de fuga del colector a una temperatura dada en un circuito de base común es I_{cbo} y la que se tiene a la misma temperatura en un circuito de emisor común es I_{ceo}, entonces, ya que circula todavía

la corriente de fuga, incluso en ausencia de corriente de base como muestra la figura 26

$$I_{ceo} = (1 + \alpha')I_{cbo} \tag{2.44}$$

Volviendo a la figura 25, por consiguiente, parecería que α' es del orden de 20 a 25 °C para el transistor de germanio usado.

En el circuito de emisor común la corriente del colector I_c viene dada por

$$I_c = \alpha' I_b + I_{cbo}(1 + \alpha')$$

Si el transistor trabaja con corriente alta la elevación de temperatura resultante puede hacer que I_{ceo} aumente, teniendo como resultado que la temperatura aumente todavía más, hasta que, si esta corriente no está limitada por la resistencia del circuito, estos cambios acumulativos dan por resultado un aumento incontrolado de la temperatura y destruyen las capas del semiconductor. Se requiere, pues, una estabilidad térmica, en especial en los circuitos de emisor común (un circuito de base común tiene buena estabilidad térmica) y un buen diseño conseguirá un factor de estabilidad térmica bajo.

Factor de estabilidad térmica k

El lector debe tener mucho cuidado al distinguir entre *estabilidad* y *estabilidad térmica*. El primero se usa en la terminología electrónica para describir en qué grado un amplificador está libre de oscilaciones espurias.

La estabilidad térmica es una medida del cambio en la corriente del colector producido por un pequeño cambio en la temperatura cuando el circuito está térmicamente estabilizado, cuando se compara con el cambio en el caso de que no se tenga ninguna estabilización. Sin embargo, variaciones en I_c se deben a cambios en la corriente de fuga, es decir, en I_{cbo} o I_{ceo} según sea el caso.

La estabilidad térmica de un transistor puede definirse de estas dos maneras:

a) *estabilidad térmica*, $s = \mathrm{d}I_{cs}/\mathrm{d}I_{cbo}$;
b) *factor de estabilidad térmica*, $k = \mathrm{d}I_{cs}/\mathrm{d}I_{ceo}$

en donde I_{cs} es la corriente estabilizada del colector, y de la ecuación (2.44)

$$\frac{1}{1 + \alpha'} \frac{\mathrm{d}I_{cs}}{\mathrm{d}I_{cbo}} = k$$

o

$$s = \alpha'' k \tag{2.45}$$

Una gráfica similar a la de la figura 25 puede construirse a partir de las medidas de las corrientes estabilizada y no estabilizada o puede deducirse el factor de estabilidad térmica a partir de consideraciones teóricas. Este tema se tratará con más amplitud en el próximo capítulo.

La figura 27 muestra algunos circuitos estabilizadores típicos.

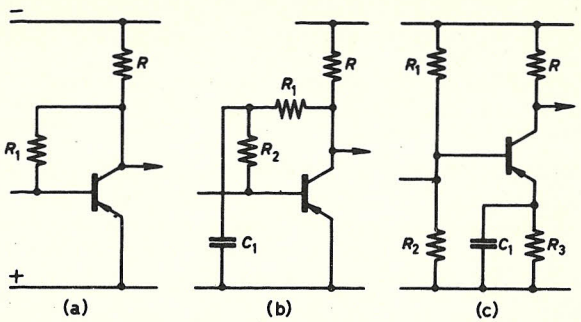


FIGURA 27

El circuito (a) estabiliza, ya que un aumento en I_c disminuye la d.d.p., en R_1. Sin embargo, se introduce realimentación negativa a la frecuencia de la señal. Esto no siempre es deseable; disminuye la ganancia en tanto que mejora algunas veces la respuesta a frecuencia. En este capítulo, no obstante, el efecto de esta realimentación en las características del amplificador no se tendrá en consideración. Esto se discute en el capítulo 4. En el circuito (b) la realimentación negativa se elimina vía R_2 y R_1, con C_1 actuando como condensador de desacoplamiento. Hay que hacer notar, sin embargo, que la corriente de base circula por R_1 y R_2.

El circuito (c) es una mejora ulterior, aunque usa más componentes que los otros dos. Los méritos relativos de estos circuitos, desde el punto de vista de la estabilidad térmica, dependen naturalmente, de los valores de los componentes usados y de la ganancia de corriente del transistor. Frecuentemente los circuitos (a) y (b) tienen un factor de estabilidad térmica, k, del orden de un medio y el circuito (c) de un quinto a un décimo, con componentes de valores que se encuentran corrientemente.

Problemas

1. Demostrar que la ganancia de corriente a_i de un amplificador de transistor con emisor común es igual a h_{fe} cuando funciona con carga nula.

2. Deducir la ecuación de la ganancia de tensión de un amplificador de emisor común:

$$a_v = \frac{-h_{fe}}{\Delta + h_{ie} Y_L}$$

en donde $\Delta = h_{ie} h_{oe} + h_{re} h_{fe}$.

3. Demostrar de los principios primeros que $\alpha' = \alpha\alpha''$.

4. Deducir una expresión para la impedancia de entrada de un seguidor de emisor. Demostrar, haciendo aproximaciones razonables, que la impedancia de entrada es aproximadamente $\alpha''R$ donde R es la carga de salida. ¿Bajo qué condiciones prácticas podrían estas aproximaciones no ser ciertas?

5. Se establece a menudo que $h_{ie} = (1 + \alpha')h_{ib}$, $h_{oe} = (1 + \alpha')h_{ob}$ y $h_{re} = h_{rb}$. Comprobar estas igualdades indicando cuál de ellas son sólo aproximadas y, usando valores típicos, estimar la imprecisión probable.

6. Escribir las expresiones de α y α'' cuando se miden a una frecuencia f, expresando que son cantidades complejas. Hallar una relación entre $f_{\alpha'}$ y $f_{\alpha''}$.

7. Deducir del circuito equivalente T de emisor común, haciendo aproximaciones razonables:

a) la impedancia de entrada de un amplificador de emisor común con carga cortocircuitada;
b) la impedancia de entrada con carga de circuito abierto;
c) la ganancia de tensión del amplificador con una carga R;
d) la impedancia de entrada de un amplificador de colector común con una carga R.

Calcular los valores para *a*), *b*), *c*) y *d*) si $r_e = 25$ ohms, $r_b = 500$ ohms, $\alpha = 0{,}98$, $R = 5$ kilohms. Resp. *a*) 1750 ohms, *b*) 525 ohms, *c*) 140, *d*) 252 kilohms.

8. Investigar cuidadosamente la justificación de la expresión $(z_f - z_r)/(z_o - z_r) = \alpha$ (fig. 17).

9. Demostrar que el circuito equivalente de la figura 22 viene de la definición de los parámetros y en el modo de emisor común.

10. Explicar cómo la impedancia de entrada de un transistor puede ser considerada como un número complejo y comentar sobre el mecanismo responsable de su cambio de reactancia cuando está polarizado para que conduzca a partir de un estado de polarización inversa.

Se aconseja al lector que en el apéndice B puede encontrar ayuda para algunos de estos problemas.

BIBLIOGRAFIA

AMOS: *Principles of Transistor Circuits*, Iliffe, 1962.
PRITCHARD: *Transistor Equivalent Circuits*, *Proc I.E.E.*, **106,** 1012, 1959.
SHEA: *Principles of Transistor Circuits*, Wiley, 1953.

CAPITULO

3

Amplificadores de pequeña señal en audiofrecuencias

Es de gran ayuda en análisis considerar dos tipos especiales de adaptación de impedancias en los amplificadores de baja señal en audiofrecuencias. Estos se examinarán brevemente antes de considerar un amplificador de manera general. Esto hará más fácil de entender en la práctica el funcionamiento de cualquier amplificador que no encaje precisamente en una de estas dos categorías:

1. *Amplificador de tensión* excitado por una fuente de baja, teóricamente cero, impedancia y que alimenta una alta, teóricamente infinita, carga de impedancia.
2. *Amplificador de corriente* excitado por una fuente de alta, teóricamente infinita, impedancia y que alimenta una baja, que se supone cortocircuitada, carga.

Al diseñar un amplificador podríamos considerar si uno de estos dos tipos podría ser el punto de arranque del diseño. Podrían deducirse fórmulas exactas o aproximadas en función de cualquier conjunto formulado de parámetros para estos casos especiales. Estas ecuaciones son corrientemente más fáciles de manejar que las ecuaciones exactas para el caso general. Pueden deducirse al considerar los circuitos equivalentes apropiados.

Sin embargo, no hay que considerarlas solamente desde este punto de vista. Son también de algún valor ya que representan los extremos del intervalo posible de condiciones de funcionamiento. Si, por ejemplo, la impedancia de entrada de un amplificador de tensión y de un amplificador de corriente son conocidas para un transistor dado, el intervalo de impedancia de entrada se conoce consecuentemente para cualquier carga finita. Se da una tabla de fórmulas aproximadas, tabla 11, para las tres

Tabla 11

Ganancia del amplificador

	Tipo de amplificador		
	Tensión	Corriente	General*
Amplificador de base común			
Impedancia de carga, R_L	∞	0	—
Impedancia del generador, R_G	0	∞	—
Ganancia de corriente, a_i	0	a	a
Ganancia de tensión, a_v	ar_c/r_{eb}	0	aR_L/r_{ee}
Impedancia de entrada, z_{in}	r_{eb}	r_{ee}	r_{ee}
Impedancia de salida, z_o	$r_c r_{ee}/r_{eb}$	r_c	r_c
Amplificador de emisor común			
Impedancia de carga, R_L	∞	0	—
Impedancia de generador, R_G	0	∞	—
Ganancia de corriente, a_i	0	$-a'$	$-a'$
Ganancia de tensión, a_v	$-ar_c/r_{eb}$	0	$-aR_L/r_{ee}$
Impedancia de entrada, z_{in}	r_{eb}	$a''r_{ee}$	$a''r_{ee}$
Impedancia de salida, z_o	$r_c r_{ee}/r_{eb}$	r_c/a''	r_c/a''
Amplificador de colector común			
Impedancia de carga, R_L	∞	0	—
Impedancia del generador, R_G	0	∞	—
Ganancia de corriente, a_i	0	a''	a''
Ganancia de tensión, a_v	1	0	1
Impedancia de entrada, z_{in}	r_c	$a''r_{ee}$	$a''(r_{ee} + R_L)$
Impedancia de salida, z_o	r_{ee}	r_c/a''	$r_{ee} + R_G/a''$

* Los datos dados en la columna encabezada *general* sólo son válidos en el supuesto que la carga R_L sea pequeña. El lector puede investigar el grado de aproximación de las expresiones y en las correspondientes a las tablas 12, 13 y 14 al compararlas con las más precisas deducidas en el apéndice B. Por ejemplo, la ganancia de corriente de un amplificador de base común puede hallarse a partir de la ecuación (B.10).

configuraciones de circuitos útiles en función de los parámetros T. Su deducción es un ejercicio útil sobre la materia del capítulo precedente, pero, si el lector lo prefiere, la deducción del contenido de la tabla 11 se encuentra en el apéndice B.

En la tabla 11 se usan las siguientes abreviaciones:

$$a' = \frac{a}{1-a}, \qquad r_{ee} = r_e + r_b(1-a)$$

$$a'' = \frac{1}{1-a}, \qquad r_{eb} = r_e + r_b$$

Las fórmulas de la columna titulada *general* de esta tabla se usan al estimar un amplificador que no se aproxima muy bien a un amplificador de tensión o a uno de corriente, ya que muestran el efecto de la resistencia exterior del colector u otra carga efectiva R_L y la impedancia del generador R_G. La deducción de estas fórmulas se muestra también en el apéndice B.

Otras fórmulas pueden derivarse de los circuitos equivalentes que son

representativas del comportamiento de los amplificadores iterativo[1] y de imagen[2], pero, puesto que su aplicación es un poco más especializada, no se incluyen aquí.

Polarización del amplificador

La elección del punto de operación de un amplificador y los medios por los cuales se polariza se deciden por un término medio entre un número de consideraciones, algunas de las cuales son frecuentemente opuestas. La corriente del colector debe de ser suficientemente grande, de forma que cualquier cambio en la corriente intrínseca de fuga, debida a cambios razonables en la temperatura ambiente, no afecte seriamente la tensión del colector. Si la corriente del colector es demasiado pequeña, un aumento de la corriente intrínseca puede resultar en una caída de la tensión colector-emisor hasta casi cero. Si la corriente del colector es demasiado grande, puede no ser posible disipar la energía que aparece como calor en la zona colector-base. Esta energía produciría, por consiguiente, un aumento en la temperatura de la capa y un aumento consiguiente en la corriente intrínseca. Esta corriente se suma a la disipación del colector de forma que, como se explicó en el capítulo 2, el efecto total puede ser acumulativo. Por consiguiente, puede valer la pena la práctica que usa la red de polarización para limitar estos cambios, como se muestra en la figura 17.

Para resumir, la corriente del colector debe ser suficientemente alta, de forma que la corriente intrínseca sea solamente una pequeña fracción del total, pero no tan alta que la disipación del colector sea excedida. La red de polarización debe de proporcionar un grado adecuado de estabilidad térmica sin poner en paralelo la entrada excesivamente. Estas condiciones deben de caer dentro de tolerancias razonables para todos los transistores de cualquier tipo dado cuyas características se encuentren dentro de un intervalo especificado.

Estabilidad térmica de los circuitos de polarización

El factor de estabilidad térmica se ha definido como

$$k = \mathrm{d}I_{cs}/\mathrm{d}I_{ceo}$$

La figura 28 muestra un circuito de polarización típico que puede examinarse desde el punto de vista de la estabilidad térmica. Según se

[1] Un amplificador iterativo es aquel cuya carga efectiva es igual a su propia impedancia de entrada y que está excitado por una impedancia de fuente igual a su propia impedancia de salida. Por ejemplo, si se conectan en tándem tres etapas de amplificación idénticas, la del centro será excitada en condiciones aproximadamente iterativas.

[2] Un amplificador imagen es aquel que está adaptado para transferencia máxima de potencia en su entrada y en su salida. Muchos amplificadores de alta frecuencia sintonizados son adaptados en imagen.

dijo en el capítulo 2, la cuestión de la realimentación negativa introducida por este circuito será aplazada hasta el capítulo 4.

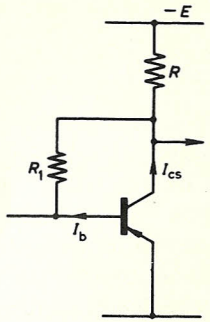


FIGURA 28

Supongamos ahora que V_{be} es muy pequeña comparada con las otras tensiones. Entonces:

$$I_b = (E - I_{cs} R)/R_1$$

donde

$$I_{cs} = \alpha' I_b + I_{ceo} \tag{3.1}$$

Por tanto,

$$I_{cs} = \frac{\alpha'(E_{cs} - I_{cs} R)}{R_1} + I_{ceo}$$

o

$$I_{cs} \frac{(R_1 + \alpha' R)}{R_1} = I_{ceo} + \frac{\alpha' E}{R_1}$$

Por consiguiente:

$$\frac{\mathrm{d}I_{cs}}{\mathrm{d}I_{ceo}} = k = \frac{R_1}{R_1 + \alpha' R} \tag{3.2}$$

Así:

$$\frac{\mathrm{d}I_{cs}}{\mathrm{d}I_{ceo}} = k = \frac{1}{1 + \alpha' R/R_1} \tag{3.2a}$$

la cual es de la forma

$$k = \frac{1}{1 + \beta m} \tag{3.3}$$

Aquí $m = \alpha'$ y $\beta = R/R_1$.

Ejemplo. Si $R = 4000$ ohmios, $R_1 = 100$ kilohmios y $\alpha' = 25$

$$k = \frac{100}{100 + 25 \times 4} = \frac{1}{2}$$

Estos valores son típicos de este tipo de circuito. Hay que hacer notar que el valor correspondiente de s es $\alpha' R \doteq 25/2$, es decir, el circuito amplifica la corriente de fuga 12,5 veces.

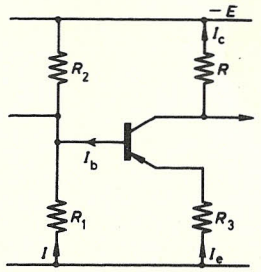


FIGURA 29

Considerando la figura 29, supongamos primero que $I_e \doteq I_{cs}$. Entonces

$$I_e R_3 \doteq I_{cs} R_3 = I R_1 \tag{3.4}$$

también

$$E = I(R_1 + R_2) + I_b R_2 \tag{3.5}$$

De aquí:

$$I = \frac{E - I_b R_2}{R_1 + R_2}$$

Por consiguiente, de la ecuación (3.4)

$$I_{cs} R_3 = \frac{(E - I_b R_2) R_1}{R_1 + R_2}$$

Por tanto,

$$I_b = \frac{E}{R_2} - \frac{I_{cs} R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}$$

Ahora se aplica la ecuación (3.1)
Por consiguiente:

$$I_{cs} = -\frac{\alpha' I_{cs} R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2} + \frac{\alpha' E}{R_2} + I_{ceo}$$

Por tanto:

$$\mathrm{d}I_{cs} \frac{R_1 R_2 + \alpha' R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2} = \mathrm{d}I_{ceo}$$

Es decir,

$$k = \frac{R_1R_2}{R_1R_2 + \alpha' R_3(R_1 + R_2)} = \frac{1}{1 + \alpha' R_3(R_1 + R_2)/R_1R_2} \qquad (3.6)$$

Nuevamente, ésta está en la forma $1/(1 + \beta m)$, donde β es R_3/R_{eff} y $1/R_{eff} = 1/R_1 + 1/R_2$.

Ejemplo. $R_1 = 10$ kilohmios, $R_2 = 40$ kilohmios, $R_3 = 1$ kilohmio, $R = 4$ kilohmios y $\alpha' = 50$.

$$k = \frac{1}{1 + 50 \times 1 \times 50/400} \doteq \frac{1}{7}$$

El resto de este capítulo se estudiará con la consideración detallada de algunos de los circuitos de amplificador posibles con transistores típicos, de forma que el procedimiento de diseño puede seguirse paso a paso para cualquier otro transistor dado. Corrientemente el diseño puede simplificarse inmediatamente por la elección de un tipo particular de amplificador. Pero aquí será cubierto el intervalo de amplificadores ya mencionado.

Empezamos primero, en este ejemplo, con los parámetros h, los que se supone han sido suministrados por un fabricante o medidos en el laboratorio:

$$\alpha = 0{,}983,$$

de forma que $\alpha' = 60$ (típico del intervalo 45-100),

$$h_{ie} = 2500\ \Omega,$$

$$h_{oe} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ mhos},$$

$$h_{re} = 5 \cdot 10^{-4}.$$

Estos se convierten entonces en parámetros T, usando relaciones deducidas de los datos dados en el apéndice A.

$$r_c \doteq \alpha''/h_{oe},$$

$$r_e = h_{re}/h_{oe},$$

$$r_b \doteq h_{ie} - \alpha'' h_{re}/h_{oe}.$$

(Estas fórmulas, aproximadas, se basan en la suposición razonable de que $r_c(1 - \alpha)$ es mucho mayor que r_e o r_b.)

Por consiguiente, obtenemos $r_c = 2{,}4$ megohmios, $r_e = 20$ ohmios, $r_b = 1280$ ohmios dando también $r_{ee} = 41$ ohmios y $r_{eb} = 1300$ ohmios.

Hay que señalar que r_e es proporcional a T/I_e en donde T es la temperatura absoluta del semiconductor y, a la temperatura ambiente, r_e es aproximadamente $25/I_e$ ohmios, donde I_e está en miliamperios. Al dar un valor para r_e en las tablas de valores y en los valores citados aquí, están implicadas una temperatura y una corriente de funcionamiento.

La conductancia mutua, g_m, en la configuración emisor común, puede definirse de la siguiente forma:

$$g_m = \left(\frac{\partial I_c}{\partial V_{be}}\right)_{V_{ce}} \qquad (3.7)$$

$$= -\left(\frac{\partial I_c}{\partial I_b}\right)_{V_{ce}} \left(\frac{\partial I_b}{\partial V_{be}}\right)_{V_{ce}}$$

$$= \alpha'/h_{ie} = \frac{\alpha}{r_e + r_b/\alpha''}$$

$$= \frac{\alpha}{25/I_e + r_b/\alpha''} \text{ AV}^{-1} \ (I_e \text{ en miliamperios}) \qquad (3.8)$$

$$= \frac{40\alpha I_e}{1 + (1 - \alpha) r_b I_e/25} \text{ mAV}^{-1}$$

la cual tiende a

$$40\ \alpha I_e = 40\ I_c \text{mAV}^{-1} \ (I_c \text{en miliamperios}) \qquad (3.9)$$

donde I_e y r_b son pequeñas y α' es grande.

Por tanto, g_m es aproximadamente la misma para todos los transistores que trabajen a la misma corriente baja del colector. Este valor de g_m está modificado por el circuito externo para dar un valor dinámico inferior, g'_m, como en los circuitos de válvulas. Asimismo, a valores altos de la corriente del colector, g_m es menor que el valor esperado. Puede verse esto en la ecuación (3.8), ya que, al hacerse I_e mayor, la aproximación de la ecuación (3.9) se hace más imprecisa.

El amplificador de base común

Este transistor, cuyas características se han citado, se usará ahora como amplificador de base común y las ecuaciones de la tabla 11 pueden resolverse por tanto, y se muestran en la tabla 12. A partir de esta tabla el funcionamiento del transistor puede ser estimado bajo condiciones especiales. La ganancia conseguida por una etapa de tensión hace que parezca muy prometedora para amplificadores de base común, pero la dificultad del amplificador de tensión es hacer la impedancia de carga alta, comparada con la impedancia de salida de 80 kilohmios. Una carga de 4200 ohmios dará por resultado una ganancia útil de 100, aproximadamente. Otra solución es usar una carga inductiva, lo cual no es difícil ya que la inductancia lleva una corriente relativamente pequeña. Sin embargo, las f.e.m., momentáneas asociadas a cualquier carga reactiva pueden hacer que sean excedidos los valores de tensión del transistor, con el daño consiguiente.

Tabla 12

	Tipo de amplificador		
	Tensión	Corriente	General*
Amplificador base común			
Impedancia de carga	∞	0	—
Impedancia de generador	0	∞	—
Ganancia de corriente	0	0,98	0,98
Ganancia de tensión	1900	0	$R_L/42$
Impedancia de entrada	1300 ohmios	41 ohmios	41 ohmios
Impedancia de salida	80 kilohmios	2,4 megohmios	440 kilohmios
Ganancia de potencia, a_w	0	0	$R_L/42$

* Véase nota al pie de la tabla 11.

Si el transistor se usa en un amplificador imagen adaptado para el máximo de potencia, la consideración del circuito equivalente mostrará que son posibles una ganancia de tensión de 37 y una ganancia de corriente de 37, medidas como relación de corriente o de tensión de la de la segunda base a la de la base primera, con un transformador reductor de 44 : 1 de relación. Esto da una ganancia de potencia de 31 dB. Esta clase de etapas se usan a frecuencias muy altas, donde otras técnicas de circuito más corrientes tienen la desventaja del bajo funcionamiento de los transistores a esas frecuencias. La figura 30 muestra una etapa imagen de base común.

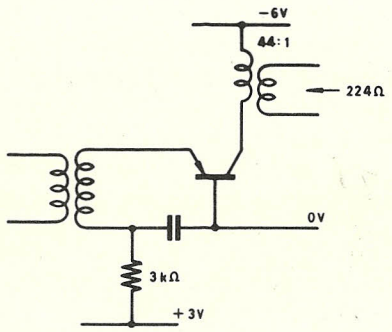


FIGURA 30

Sin embargo, donde la ganancia no es el fin primero, el amplificador base común usado como amplificador de corriente es, en efecto, un transformador de una impedancia de entrada de 41 ohmios a una impedancia de salida de un valor más alto. En la figura 31 este valor es 5000 ohmios que, comparado con la impedancia de salida R_o de 2,4 megohmios, es virtualmente un cortocircuito. Hay que resaltar que aquí la impedancia del generador no es alta como se pide en un amplificador de corriente.

La ganancia de tensión de este dispositivo, usando la fórmula general para la ganancia, es aproximadamente 120.

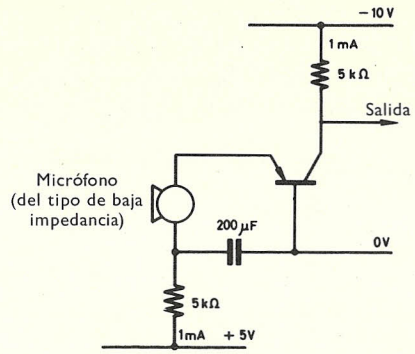


FIGURA 31

El amplificador de emisor común

Seguiremos el mismo ejemplo y la tabla 11 se escribirá nuevamente como tabla 13.

El amplificador de emisor común está simplificado por el hecho de que sus potenciales pueden fácilmente obtenerse de una fuente de alimentación, pero los resultados de la tabla 13 están complicados por el hecho de que las resistencias de la red de polarización forman a menudo una derivación con la entrada y cualquier resistencia externa del colector forma una derivación con la salida. Esto es particularmente importante cuando la carga efectiva es la impedancia de entrada de una etapa subsiguiente. Ahora consideraremos algunos tipos especiales de amplificadores de emisor común.

Tabla 13

	Tipo de amplificador		
	Tensión	Corriente	General*
Amplificador de emisor común			
Impedancia de carga	∞	0	—
Impedancia de generador	0	∞	—
Ganancia de corriente	0	−60	−60
Ganancia de tensión	−1900	0	$-1{,}5\ R_L$
Impedancia de entrada	1300 ohmios	2460 ohmios	2460 ohmios
Impedancia de salida	80 kilohmios	40 kilohmios	40 kilohmios
Ganancia de potencia	0	0	$90\ R_L$

* Véase nota al pie de la tabla 11.

Amplificador de tensión

En la figura 32, el circuito de polarización es de la clase a la cual nos hemos referido ya, pero debido a la entrada con transformador no forma ninguna derivación en la entrada. Al igual que en la etapa de base común, la ganancia depende del valor de L. Nuevamente nos encontraremos con los mismos problemas debido a la naturaleza inductiva de la carga.

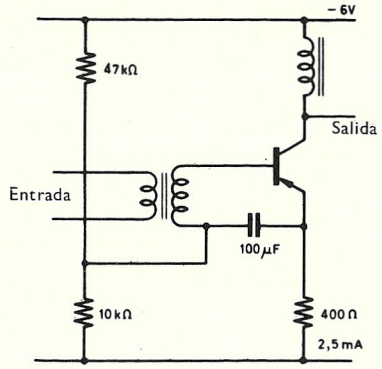


FIGURA 32

Amplificador de corriente

En la figura 33, la resistencia del colector de un kilohmio no es la carga de cortocircuito asociada con un amplificador de corriente, pero es muy baja comparada con la resistencia de salida de 40 kilohmios y puede también ponerse en paralelo con alguna carga de corriente alterna acoplada capacitativamente. Puesto que la resistencia de entrada es 2460 ohmios no está seriamente en derivación con la resistencia de polarización. La

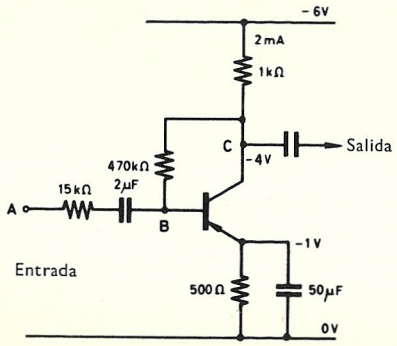


FIGURA 33

resistencia en serie de 15 kilohmios está para ayudar a subir la resistencia interna del generador, la cual debiera ser idealmente infinita para asegurar amplificación lineal de corriente. La ganancia de tensión de esta etapa, con una carga de 1 kilohmio, tendiendo teóricamente a cero, es

$$\frac{0{,}983 \times 1000}{41} = 24$$

y, por consiguiente, hay una ganancia de potencia de 1440 (31,6 dB). Estos valores son sin tomar en consideración la resistencia de 15 kilohmios. Los circuitos asociados a una memoria de ferrita en una calculadora es una típica aplicación del amplificador de corriente. Aquí, los amplificadores se usan para suministrar impulsos de corriente para cambiar el estado de magnetización de un número de núcleos de ferrita de espira cuadrada. Cada anillo está enhebrado por cierto número de hilos y el amplificador de corriente proporciona impulsos a un número de núcleos en serie. La carga de este amplificador es a menudo, por consiguiente, una baja impedancia.

Amplificador de imagen adaptado

El circuito de una etapa imagen de emisor común se ilustra en la figura 34. Esta etapa, que puede diseñarse haciendo uso del circuito equivalente y substituyendo los parámetros apropiados, tiene una ganancia

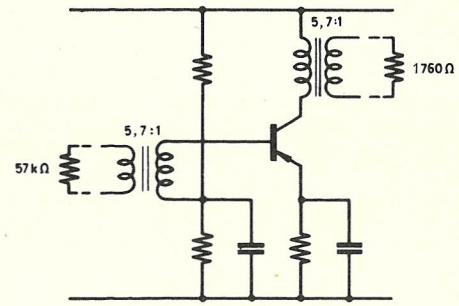


FIGURA 34

de potencia teórica de 43 dB comparados con los 31 dB del amplificador de base común. Es importante diseñar con cuidado los transformadores, pues de lo contrario se puede tener una respuesta a frecuencia pobre. No obstante, la relación de 57 : 1 facilita el conseguir un buen diseño más que la relación 44 : 1 antes necesaria.

Este tipo de circuito se emplea en amplificadores sintonizados, en los cuales la selectividad es una necesidad más que un inconveniente.

Amplificador iterativo adaptado

Una etapa iterativa típica es aquella que funciona sobre una impedancia igual a su propia impedancia de entrada y está excitada por una impedancia igual a su propia impedancia de salida. El lector debiera comparar esto con el amplificador de corriente de la figura 33. Una etapa iterativa, conectada entre otras dos, viene representada en la figura 35.

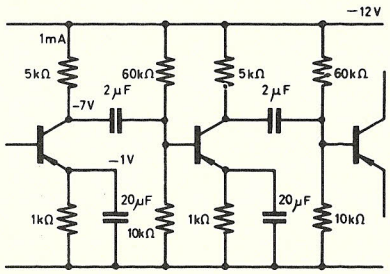


FIGURA 35

El circuito equivalente de una etapa viene dado en la figura 36. A frecuencias medias, las capacitancias de acoplamiento y de derivación se supondrán que están cortocircuitadas.

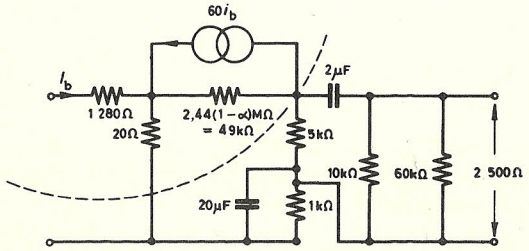


FIGURA 36

En estas condiciones la figura 36 puede simplificarse en la figura 37. Este ejemplo puede ser una ilustración de gran utilidad de la técnica del diseño que hace uso del circuito equivalente.

La ganancia de tensión puede calcularse ahora a partir de la figura 37:

$$V_{in} \doteqdot 1280\ I_b + (61 \times 20\ I_b) \doteqdot 2500\ I_b,$$

$$V_{out} \doteqdot 1400 \times 60\ I_b, \text{ ignorando el shunt de 49 kilohmios.}$$

$$= 84\,000\ I_b.$$

Por consiguiente, ganancia $= 84\,000 \div 2500 \doteqdot 34$.

Como alternativa, si se hubiese supuesto que éste era un amplificador general con una carga de 5 kilohmios, la ganancia de tensión calculada a partir de la fórmula apropiada sería 122, un resultado con un gran error.

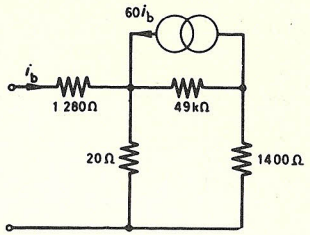


FIGURA 37

Este ejemplo, por consiguiente, muestra la importancia del efecto derivador causado por la red de polarización y la etapa siguiente. Hubiese sido mejor tomar la carga efectiva como 1400 ohmios y, entonces, la ganancia calculada, dada por $-\alpha R_L / r_{ee}$, sería la misma que la obtenida al hacer uso del circuito equivalente de las figuras 36 y 37.

Amplificadores de colector común

Continuando con el mismo ejemplo, como anteriormente, la tabla 11 puede escribirse de nuevo según la tabla 14.

Tabla 14

	Tipo de amplificador		
	Tensión	Corriente	General*
Amplificador de colector común			
Impedancia de carga	∞	0	—
Impedancia de generador . . .	0	∞	—
Ganancia de corriente	0	60	60
Ganancia de tensión	1	0	1
Impedancia de entrada	2,4 megohmios	2460 ohmios	60 $(41+R_L)$ ohm.
Impedancia de salida	41 ohmios	40 kilohmios	$41+R_G/60$ ohmios
Ganancia de potencia.	0	0	60

* Véase nota al pie de la tabla 11.

La disposición de colector común es importante como amplificador de corriente y como transformador de impedancias. Como ejemplo de su utilización como transformador de adaptación consideremos una etapa colector común alimentando otra etapa de emisor común con una impedancia de entrada de 1000 ohmios. El circuito equivalente es el representado en la figura 38.

$$V_{in} = 1280\ I_b + 1020 \times 61\ I_b.$$

Por consiguiente, la impedancia de entrada será:

$$z_{in} = 1280 + 62\,200 = 63\,500 \text{ ohmios.}$$

Esto hay que compararlo con lo que resulta al usar la fórmula general $\alpha'' R_L$ la cual da $z_{in} = 60$ kilohmios, y con el de la ecuación (A.52)

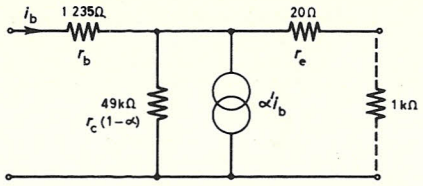


FIGURA 38

Ahora consideremos esto alimentado por una segunda etapa colector común, donde la derivación de polarización de la etapa considerada reduce la carga efectiva de 63 kilohmios a 30 kilohmios, por ejemplo. Aquí se

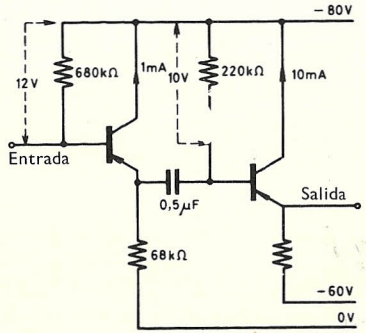


FIGURA 39

podría usar nuevamente un circuito equivalente, pero la fórmula aproximada se puede ver que es lo suficientemente precisa. Así, la impedancia de entrada efectiva es 60 × 30 000 ohmios = 1,8 megohmios y este valor ha sido adaptado a 1000 ohmios. La figura 39 muestra un circuito de esta clase en la que la impedancia de entrada ha sido puesta en paralelo con el circuito de polarización.

La necesidad de la polarización pone un límite práctico a la alta impedancia de entrada que puede obtenerse por este medio. En la figura 39, la resistencia polarizadora de 680 kilohmios resulta ser la que decide la resistencia de entrada.

Circuitos de alta impedancia de entrada

Si es posible evitar que la red de resistencias de polarización actúe como una derivación a través de los terminales de entrada del amplificador, entonces su impedancia de entrada, potencialmente alta, puede emplearse de forma útil. Un circuito de esta clase, representado en la figura 40, tiene una impedancia de entrada de aproximadamente 250 kilo-

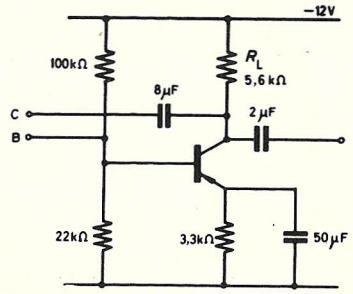


FIGURA 40

ohmios con una ganancia de tensión de uno. Aunque esta impedancia no es tan alta como la del circuito precedente, ilustra una primera intentona para resolver esta clase de circuito. Queda por investigar sus limitaciones y aminorarlas. En la figura 41, el circuito equivalente del transistor se ha dibujado junto con la carga R_L y las resistencias de polarización. Es de

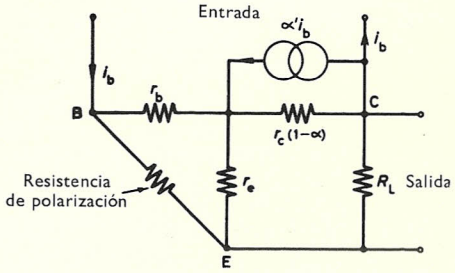


FIGURA 41

notar que hay dos recorridos paralelos desde el punto B a la barra de alimentación. Sin embargo, en este circuito, estos pasos solamente derivan r_b y r_e y no los terminales de entrada. Este circuito tiene el inconveniente de que ninguno de los terminales de entrada está puesto a tierra, pero la impedancia desde cualquiera de los dos a tierra es baja, reduciendo así la captación de ruidos indeseables.

Del circuito equivalente de la figura 41 puede deducirse la impedancia de entrada del amplificador.

$$z_{in} = r_b + \frac{\alpha r_c(r_e + R_L)}{r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)}$$

$$\doteq \frac{\alpha r_c R_L}{R_L + r_c(1 - \alpha)} \qquad (3.10)$$

Utilizando los valores de los ejemplos precedentes, $z_{in} = 240$ kilohmios.

Una forma de elevar la resistencia de entrada del circuito precedente es colocando antes de él una etapa seguidor de emisor. La figura 42 representa un circuito típico. Este circuito es en esencia un ejemplo de reali-

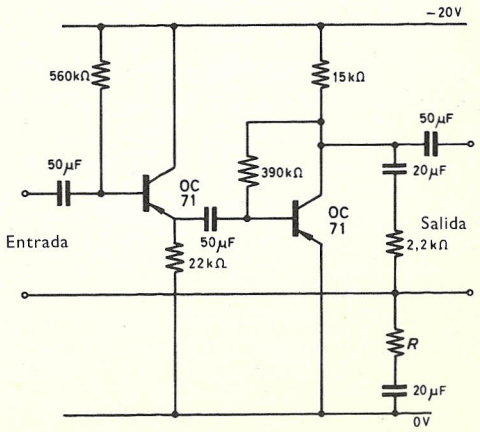


FIGURA 42

mentación negativa (véase cap. 4). Puede deducirse una expresión para la impedancia de entrada de este circuito y para su ganancia de tensión, utilizando los circuitos equivalentes de los dos transistores en la misma forma con la que se halló z_{in} para el circuito de la figura 40. El circuito tiene una resistencia de entrada de 1 megohmio aproximadamente y una ganancia de 3 cuando R es aproximadamente 600 ohmios. Cuando R es 5,6 kilohmios la resistencia de entrada se ha elevado a 6 megohmios aproximadamente, mientras que la entrada necesita ser ahora 1 V para una salida de 30 mV.

Efecto de campo

Los circuitos semejantes a los descritos se han usado para lograr una impedancia de entrada alta. Impedancias todavía más altas pueden obtenerse haciendo uso de los transistores de silicio, pero, para impedancias por encima de unos 100 megohmios, deben usarse dispositivos de efecto de campo.

Puede inducirse un cambio en la resistividad de una delgada capa de una loncha de cristal semiconductor adulterado, variando la polarización de otra capa con la que forma una zona. En los primeros transistores de efecto de campo se pasaba una corriente, por ejemplo, a través de una loncha del tipo *n* que estaba en el estado *encendido*. Se forma una zona *pn* con el modulador cilíndrico del tipo *p* o puerta que la rodea. La zona tiene polarización inversa mediante una diferencia de potencial externa.

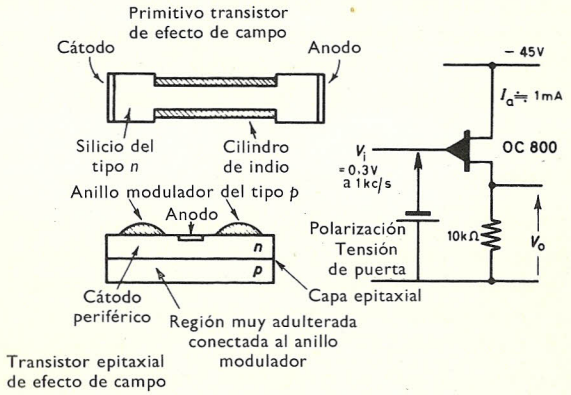


FIGURA 43

El potencial de puerta se utiliza para alterar la anchura de la capa de detención. Más recientemente, se han usado técnicas de difusión y epitaxial. Normalmente el material semiconductor es silicio y puede obtenerse una impedancia de entrada muy alta, ya que solamente circula una corriente de fuga muy pequeña, siendo su valor típico el de 25 picoamperios. Este efecto fue observado por vez primera por Shokley en 1952. Ejemplos de esta clase de semiconductor análogo de válvula son el tecnetrón y el transistor unipolar. La figura 43 ilustra una disposición de circuito típica.

La corriente de fuga de puerta es del orden de 5 nanoamperios para este transistor y las características de salida son similares a las de un pentodo. El potencial anódico, que es lo suficiente para producir la saturación de la corriente anódica, se llama tensión de codo. Esta corriente de saturación se llama corriente de codo. Se dice que el transistor está

en la región de triodo, cuanto está por debajo de la tensión de codo y, en la región pentodo, cuando está por encima de ella. El electrodo puerta tiene, por ejemplo, una polarización fija entre 0 y -10 V. Una conductancia mutua típica para un transistor de efecto de campo es del orden de 0,8 mAV^{-1} y es casi independiente de la frecuencia hasta 1000 Mc/s por lo menos. La conductancia mutua, sin embargo, es una función de la temperatura, aumentando cuando la temperatura crece, mientras que para un transistor normal α' disminuye en la misma proporción aproximadamente. La impedancia de entrada baja cuando la frecuencia sube debido a la capacidad puerta-cátodo de aproximadamente 2 pF y a la capacitancia *Miller* ánodo-puerta de 1 pF aproximadamente. Es típica una resistencia de pendiente anódica de 10 megohmios. Esto es debido a que un aumento de tensión polariza muchísimo más al transistor.

Los transistores de efecto de campo son capaces de trabajar a niveles de ruido más bajos que los transistores convencionales. Esto se debe a que los portadores mayoritarios entran en juego, no hay recombinación, y no hay que atravesar barreras de potencial. Estos efectos son una de las causas del ruido en un transistor *bipolar* normal. Esto, junto con sus altas impedancias de entrada, son las principales ventajas.

Ruido del transistor

El ruido generado en un transistor se valora expresándolo en un factor de ruido. Este se define como la salida total de potencia de ruido del transistor dividida por la salida de potencia de ruido medida en el mismo punto, debida únicamente al ruido presente a la entrada del transistor.

El factor de ruido, medido en decibelios, es mínimo para alguna impedancia de fuente a la que se conecta el transistor. Esta impedancia es a menudo del orden de 1 kilohmio.

Tabla 15

Tipo de transistor	Factor de ruido (dB)	V_{ce} (voltios)	I_e (mA)	Resistencia de la fuente (ohmios)	Frecuencia (Mc/s)
AF 117.	1,5	-6	1	500	1
AF 114.	8	-6	1	60	100
AF 102.	6	-12	1	30	200

Cuando se da para cualquier transistor su factor de ruido, no solamente se supone que es el valor óptimo, sino que también es importante establecer las condiciones en que se mide. El factor de ruido pasa por un mínimo, que es, a bajas frecuencias, inversamente proporcional a la frecuencia, luego se hace independiente de ésta y, finalmente, aumenta debido a la pérdida de ganancia y a los efectos del tiempo de tránsito a altas frecuencias. A frecuencias del orden de 250 c/s es bastante corriente un factor

de ruido de unos 20 dB, aunque puede bajar a 5 dB aproximadamente a 10 kc/s. El ruido del transistor se debe principalmente al efecto de granalla y al ruido térmico que se puede considerar que se genera en $r_{b'b}$ (véase fig. 37).

Aumenta con la temperatura, con V_{ce} y con la corriente del colector. Asimismo, puede crecer ligeramente desde un valor mínimo a corrientes del colector muy bajas.

La tabla 15 presenta valores típicos de factores de ruido junto con las condiciones de medida.

Problemas

1. Demostrar que el circuito equivalente T para una etapa colector común tiene tres impedancias, r_e, r_b y r_c/α'' y un generador de corriente $\alpha' i_b$, deduciendo sus condiciones del circuito equivalente de base común con los elementos r_e, r_b, r_c y αi_e.
2. Considerando el circuito equivalente apropiado, demostrar que la ganancia de tensión de un amplificador de tensión de base común es $\alpha r_c/r_{eb}$. Deducir una expresión para su impedancia de entrada y modificarla para incluir el caso de un amplificador con una carga finita R_L.
3. Demostrar que la impedancia de entrada, z_{in}, de un amplificador de base común acoplado para ganancia de potencia máxima a la entrada y a la salida viene dada por $z_{in}^2 = r_{ee}\, r_{eb}$.
4. Un transformador tiene relaciones de impedancia de 2000 ohmios: 50 kilohmios, y hay que remplazarlo eléctricamente por un amplificador de transistor de emisor común. Demostrar que su carga R_L debe de escogerse tal que $\alpha R_L r_c = 10^8$.
5. Considerando la definición de un amplificador iterativo de emisor común, demostrar que sus ganancias de tensión y de corriente son aproximadamente iguales y obtener un valor para ellas en función de los parámetros del circuito T equivalente.
6. Demostrar que el circuito de la figura 41 tiene aproximadamente ganancia de tensión unidad. ¿Qué suposiciones tienen que hacerse para llegar a este resultado? Demostrar, tomando valores de transistores y circuitos típicos, que están justificadas estas expresiones.
7. Haciendo uso de la técnica asociada a la figura 41, analizar el circuito de la figura 42 para obtener expresiones aproximadas para la impedancia de entrada y para la ganancia. De aquí, hallar un valor para R tal que el circuito tenga ganancia unidad y calcular la impedancia de entrada en estas condiciones. Hacer una crítica del circuito, señalando sus ventajas e inconvenientes como parte integrante de un amplificador de transistor de alta impedancia de entrada.
8. Un transistor tiene una ganancia de corriente de 40, y tiene que trabajar en el modo de emisor común con una fuente de 12 V y una corriente del colector de 2 mA. Dibujar la etapa utilizando una disposición sencilla de polarización que sea económica en cuanto al coste de los componentes. Calcular los componentes del circuito y

   a) la impedancia de entrada,
   b) la ganancia de tensión de la etapa,
   c) el factor, k, de estabilidad térmica del circuito.

   ¿En qué forma se alteran *a*), *b*) y *c*) cuando la etapa se acopla a otra similar?
9. *a*) Obtener las expresiones para la impedancia de entrada y la ganancia de tensión de un seguidor de emisor en función de los parámetros T. Se puede suponer que $r_c(1 - \alpha)$ es mucho mayor que r_e y que la carga R.

b) Hay que diseñar un seguidor de emisor para que tenga una corriente de colector de 2 mA y funcione con una alimentación de 10 V. Haciendo las suposiciones razonables, deducir el valor de la impedancia de entrada y el de la ganancia de tensión teniendo en cuenta cualquier forma en que éstas se modifiquen por la red de polarización (tomar $\alpha = 0{,}985$).

10. Haciendo las aproximaciones razonables, demostrar que la ganancia de tensión de un amplificador de emisor común es $\alpha R_L/r_{ee}$. Proyectar un amplificador de transistor *npn* que tenga que funcionar con una corriente de colector de 1 mA y con una alimentación de 6 V. Como datos, $\alpha = 0{,}983$, $r_e = 25$ ohmios y $r_b = 1050$ ohmios. Estimar la ganancia de tensión *a*) de la etapa sola, y *b*) funcionando con otra etapa similar después de ella. [Resp. *a*) 70, *b*) 21].

Se aconseja al lector el uso, para la resolución de algunos de estos problemas, del apéndice B.

BIBLIOGRAFIA

BLANKS: Measurement and Testing of Transistors, *Proc. I.R.E. Aust.* [1], **21,** 669, 1960.
GREITER: The Darlington Connection, *Wireless World*, 397, agosto 1962.
NISBET y HAPP: The Calculus of Deviations Applied to Transistor Circuit and Network Analysis, *J. Brit. I.R.E.* [2], **21,** 437, 1961.
SHOCHLEY: The Theory o *pn* Junction in Semiconductors and *pn* Junction Transistors, *Bell System Tech. J.*, **28,** 435, 1949.
STURLEY: The Frequency Response of Transistor A. F. Amplifiers, *Electronic Engng*, 466, julio 1963.
WILSON: Transistor Noise; its Origin, Measurement and Behaviour, *J. Brit. I.R.E.*, **18,** 207, 1958.

[1] The Institution of Radio and Electronic Engineers (Australia) era antes la I.R.E. (Australia).
[2] The Institution of Electronic and Radio Engineers era anteriormente la British Institution of Radio Engineers.

CAPITULO

4

Acoplamiento directo y realimentación negativa

Hay tres clases principales de modificación de los circuitos que se han tratado ya en el capítulo 3 y que se solapan hasta cierto punto. Aumentan la utilidad del amplificador transistorizado, y ofrecen al proyectista una mayor oportunidad que jamás tendría con el proyecto de amplificadores basados en el uso de válvulas termoelectrónicas. Estas modificaciones son las siguientes:

Etapas complementarias

Los amplificadores proyectados para hacer uso de los transistores *pnp* y *npn* pueden simplificar los circuitos de forma tal que no se puede comparar en absoluto a las técnicas de válvulas termoelectrónicas.

Acoplamiento directo

El acoplamiento directo entre etapas evita el usar acoplamiento capacitivo con sus limitaciones a bajas frecuencias y se lleva a cabo fácilmente debido a que se emplean potenciales más bajos que en la tecnología de válvulas. El acoplamiento directo se usa no solamente para la amplificación de tensiones y corrientes que varían muy lentamente, sino que puede también tener ventajas en cuanto al peso, espacio y economía se refiere.

Realimentación negativa

La realimentación negativa puede ser utilizada por el proyectista para modificar las impedancias de entrada y de salida y, hasta cierto punto, aumentar la anchura de banda de los amplificadores a expensas de la

ganancia. Al contrario de los amplificadores de válvula, sin embargo, un manejo, sin más, de la ganancia y de la anchura de banda no siempre es posible, ya que el límite superior de frecuencia de un transistor depende grandemente del tiempo que emplean los portadores para cruzar la región de la base.

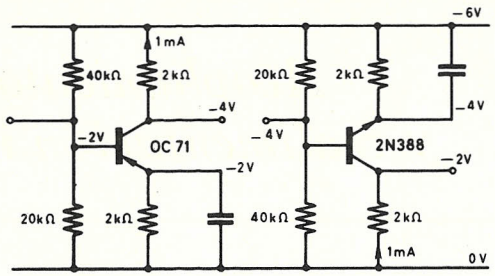


FIGURA 44

La figura 44 muestra dos etapas separadas, una *pnp* (izquierda) y la otra *npn* (derecha). Se muestran los potenciales aproximados y se puede ver que las etapas podrían combinarse de forma provechosa como en la figura 45.

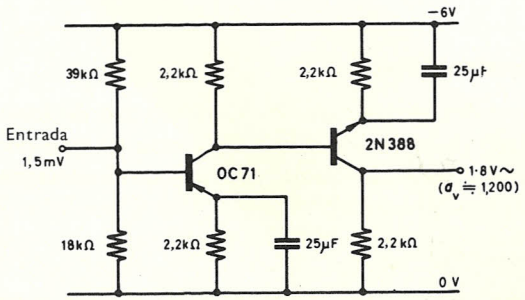


FIGURA 45

Diodos Zener

Antes de poder examinar con más amplitud la utilidad de las etapas de los tipos ya descritos, es necesario considerar los *diodos zener* o *diodos de referencia de tensión* y los principios de su funcionamiento. En estos diodos la caída de tensión a través de una capa con polarización inversa, cuando ésta está en la región de descarga disruptiva, se utiliza como tensión de referencia. El efecto se usa en particular en el silicio, ya que puede obtenerse una descarga muy brusca. La tensión de ruptura puede

controlarse por mediación de un contenido adecuado de impureza, en especial para tensiones bajas. La resistencia de pendiente para un diodo zener típico con una ruptura a 6 V puede obtenerse a partir de la característica tensión/corriente y es del orden de 10-20 ohmios en el punto de trabajo. La resistencia de pendiente crece aproximadamente con el cuadrado de la tensión de descarga. Es también mayor a corrientes bajas. La tensión de descarga varía con la temperatura, pasando el coeficiente de temperatura por el valor cero para una tensión de descarga de 6 V. Se usan estos diodos dondequiera que se necesite un potencial de referencia fijo, para un amplio intervalo de corrientes, y son en los semiconductores el equivalente a los estabilizadores con llenado gaseoso. En este capítulo y en los que siguen se podrán encontrar sus aplicaciones. Algunos valores típicos se dan en la tabla 16.

Tabla 16

Datos de diodos zener

Tipo de diodo (Ferranti)	Tensión *a* 5 mA	Pendiente en ohmios a una corriente de: 1 mA	5 mA	20 mA	Coeficiente de temperatura, por ciento por °C
KS 30 A	3,3	500	130	30	−0,05
KS 36 A	5,6	450	65	15	muy pequeño
KS 38 A	6,8	40	10	8	+0,05
KS 42 A	10,0	40	20	15	+0,06

Acoplamiento directo

La etapa complementaria de la figura 44 se podría haber formado acoplando capacitativamente la salida del transistor *pnp* a la entrada de la etapa *npn*. En su lugar, la figura 45 hace uso del acoplamiento directo entre los transistores *pnp* y *npn*. Aunque el acoplamiento complementario se presta a acoplamiento directo, no es una parte esencial de un circuito acoplado directamente. La figura 46 muestra algunas formas diferentes en que puede conseguirse el acoplamiento directo entre dos transistores *pnp*.

En el circuito (a) la tensión del primer colector debe de ser pequeña; pero, para la amplificación, esta etapa no debe estar enclavada, es decir, la corriente de base debe de estar limitada de forma tal que el potencial del colector no se acerque al de la línea positiva. Por consiguiente, la corriente del colector debe ser pequeña. Aunque con este circuito se nota un desplazamiento en el nivel del potencial de salida, la corriente del colector, bastante baja, ayuda a tener poco ruido. Este circuito está pensado para la ampliación de tensiones del orden de unos pocos milivoltios solamente.

En el circuito (b) el diodo zener conectado al segundo emisor permite una mayor tensión colector-emisor en el primer transistor. Por consi-

guiente, el circuito funciona para tensiones de señal mayores que en (a). La corriente de emisor de la segunda etapa debe de ser lo suficientemente grande como para polarizar el diodo zener en su región de descarga.

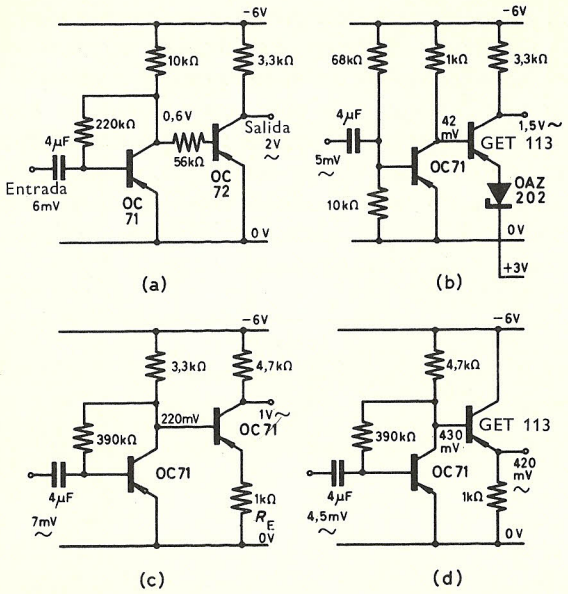


FIGURA 46

En el circuito (c) se ahorra el coste del diodo zener, pero la resistencia R_E produce realimentación negativa. Para una estimación aproximada de la ganancia de tensión del segundo transistor la fórmula de la tabla 11 se convierte en:

$$a_v = \frac{-aR_L}{r_{ee} + R_E}$$

Así, con una resistencia no derivada de 1000 ohmios, la ganancia de tensión de esta segunda etapa se reduce de 115 a 4,7 con cierta mejora consiguiente en la respuesta a frecuencia. Asimismo, la carga de la segunda etapa sobre la primera queda reducida por la presencia de R_E.

En el circuito (d) la primera etapa da alta ganancia de tensión ya que trabaja en la alta impedancia de entrada de una etapa seguidor de emisor. La segunda etapa da ganancia de corriente elevada.

En algunas aplicaciones, el nivel de la salida de tensión continua puede ser importante. En todos estos ejemplos el potencial de salida no puede cambiar de signo con respecto a la línea común positiva. Esta es siempre más negativa que este nivel. Por otro lado, haciendo común la línea nega-

tiva o tal vez haciendo uso en todo el circuito de transistores *npn*, puede obtenerse un potencial de signo opuesto. Donde sea necesario, sin embargo, que este potencial cambie de signo, una fuente doble de alimentación

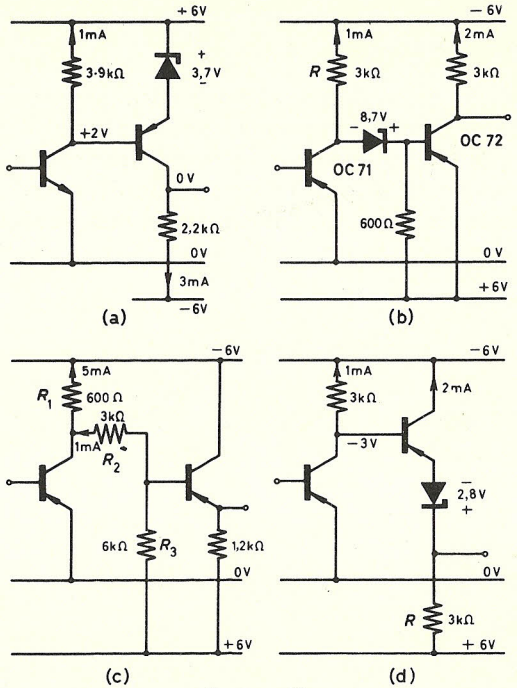


FIGURA 47

(por ejemplo, ± 6 V), se usa frecuentemente. En la figura 47 se muestran algunos circuitos de esta clase.

En el circuito (a) se usa un amplificador complementario. Estos amplificadores pueden hacerse térmicamente estables mediante circuitos de polarización convenientes. En este ejemplo se usa un diodo zener.

El circuito (b) se usa donde el segundo transistor tiene una corriente de base lo suficientemente alta para mantener el diodo zener en la tensión de descarga; este factor debe de tener influencia en la elección de la carga previa R, pues la corriente zener debe pasar por R también.

El circuito (c), aunque económico en cuanto a los componentes, introduce una atenuación en el camino de la señal y este circuito es útil solamente cuando R_2 es pequeña, comparada con R_3. La magnitud del potencial positivo de alimentación será un factor importante al determinar la magnitud de R_3.

En el circuito (d) la resistencia pendiente del diodo es pequeña comparada con R y, por lo tanto, el potencial de salida principal puede variarse a voluntad sin influir en la ganancia del circuito, cayendo a través de R casi todo el potencial alterno de salida.

Realimentación negativa

La realimentación negativa puede usarse para estabilizar tensiones y corrientes de trabajo estáticas o para hacer la ganancia dinámica de un amplificador muy independiente de las características de los transistores individuales. Puede hacerse esto hasta tal punto que puede realizarse el proyecto del amplificador con la información más sencilla acerca de los

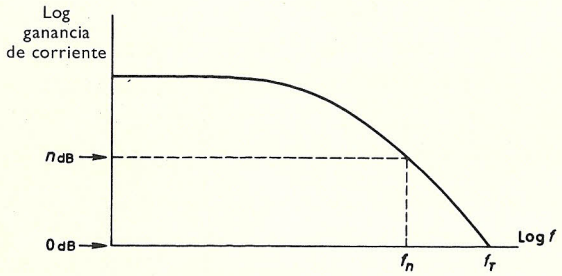


FIGURA 48

parámetros de pequeña señal, con tal que el funcionamiento esté siempre dentro del intervalo de frecuencias de los dispositivos. Por ejemplo, en la figura 48, si se necesita una ganancia de corriente de n dB, puede esperarse un funcionamiento satisfactorio hasta una frecuencia f_n. Con tal que se conozca esta frecuencia, el producto ganancia por anchura de banda es esencialmente constante dentro de este límite.

Si se utiliza realimentación negativa con fines dinámicos, también reduce la ganancia, altera las impedancias y puede aumentar la anchura de banda.

La figura 49 muestra un diagrama bloque que representa un amplificador, una parte de cuya salida es realimentada a su entrada. La ganancia del amplificador antes de aplicar la realimentación es A_v, de modo que en la figura $A_v = V_o/V$.

Si la fracción de la tensión de salida, V_o, que es realimentada es β, entonces la ganancia con realimentación, a_v, es V_o/V_i. Pero $V = V_i + \beta V_o$. Por consiguiente, $a_v = V_o/(V - \beta V_o) = A_v/(1 - \beta A_v)$.

En general, A_v y β son números complejos pero si $|1 - \beta A_v|$ es mayor que uno, la ganancia se reduce. Este es el caso de la realimentación negativa. La ganancia a_v se ve que depende cada vez más de β cuando la ganancia

del lazo βA_v aumenta, de forma tal que las variaciones en A_v vienen a ser de poca importancia. Así, los efectos de las variaciones en los parámetros del transistor se reducen si se usa realimentación negativa, dependiendo la cuantía de la reducción de la magnitud de la realimentación.

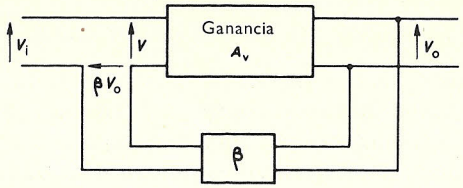


FIGURA 49

En la figura 49 se puede ver que la realimentación se toma en paralelo con la salida y se aplica en serie con la entrada.

Realimentación negativa dinámica

Hay varias formas en las que pueden clasificarse los amplificadores que utilizan realimentación negativa. Una de las más útiles es aquella en la que se considera el punto de donde se toma la realimentación. La realimentación puede tomarse en paralelo o en serie con la carga. De forma similar, se estudia el punto al cual se retorna el camino de realimentación. Este puede estar en paralelo o en serie con la entrada de señal. Esto nos lleva a cuatro tipos de realimentación, que son las cuatro combinaciones posibles de entrada y salida en paralelo y en serie. Los efectos de estos cuatro tipos de realimentación se resumen en la tabla 17. Un análisis en

Tabla 17

Tipos de realimentación negativa

	Realimentación en paralelo en la salida		Realimentación en serie en la salida	
	Realimentación en paralelo en la entrada	Realimentación en serie en la entrada	Realimentación en paralelo en la entrada	Realimentación en serie en la entrada
Resistencia de entrada	Reducida	Aumentada	Reducida	Aumentada
Resistencia de salida	Reducida	Reducida	Ligeramente aumentada	Ligeramente aumentada
Ganancia de tensión con carga de circuito abierto	Reducida	Reducida	Sin cambio	Sin cambio
Ganancia de corriente con carga cortocircuitada . . .	Sin cambio	Sin cambio	Reducida	Reducida

detalle, del cual esta tabla es un resumen, se presenta en el apéndice C, donde se tratan de forma simplificada los cuatro circuitos básicos.

Estos cuatro tipos de realimentación se ilustran en lo que queda de este capítulo.

Realimentación en serie en la entrada y en la salida

El circuito representado en la figura 50 ha sido tratado ya en los aspectos relacionados con el punto de vista de trabajo y con la estabilidad térmica de la red de polarización. Ahora lo consideraremos como un amplificador con realimentación. La corriente de salida da lugar a una tensión en R_E. Esto produce una ganancia de tensión de la etapa y un aumento notable en su impedancia de entrada, como se muestra en el apéndice C.

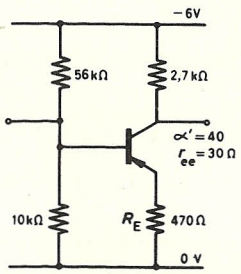


FIGURA 50

Se ha usado un circuito de esta clase en amplificadores realimentados para telefonía portadora, en donde R_E puede ser un transformador de salida, tomándose la realimentación de una toma en el primario del transformador. El aumento de las impedancias de entrada y salida (véase tabla 17) hace que el amplificador pueda usarse juntamente con un equipo proyectado originalmente para circuitos de válvulas.

La etapa representada en la figura 50 tiene una impedancia de entrada del orden de 20 kilohmios, la cual está derivada por la red de polarización. Debido a que su impedancia de entrada es relativamente alta, debería alimentarse de una fuente de baja impedancia. Esto resultará en una transferencia máxima de tensión. También, la etapa tiene una impedancia de salida alta y, por consiguiente, para obtener una transferencia de corriente alta en la salida debería ser alimentada en una resistencia de carga baja. Este método de introducir deliberadamente una mala adaptación de impedancias entre la fuente y la carga es importante, ya que lleva al diseño de una etapa compuesta consistente en dos amplificadores de transistor uno de los cuales tiene realimentación serie en la entrada y en la salida y el otro tiene realimentación en paralelo. Una etapa de esta clase forma

la base de un amplificador que tiene una ganancia muy independiente de los parámetros del transistor.

La transconductancia o conductancia mutua de una etapa con realimentación serie de un solo transistor es (si $R_E > r_{ee}$):

$$\left(\frac{\partial I_o}{\partial V_i}\right)_{V_o} = 1/R_E \tag{4.1}$$

Este resultado se debe a una simplificación de la ecuación (C.3*a*) del apéndice C.

Realimentación en paralelo en la entrada y en la salida

Aquí la corriente realimentada es proporcional a la tensión de salida. Este circuito se ha sugerido ya como una disposición sencilla de polarización de estabilidad térmica moderada. En tales casos, la resistencia de realimentación sería probablemente alta y, si se ha de evitar la realimentación, podría emplearse el circuito de la figura 27 (b).

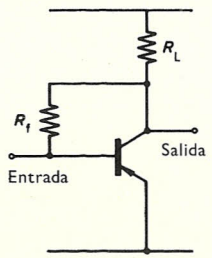


FIGURA 51

Sin embargo, cuando se desea una realimentación, hay que tener cuidado en asegurar que siguen cumpliéndose los requisitos de funcionamiento lineal y de estabilidad térmica, al tiempo que se tiene la realimentación deseada. En algunos casos, los principales caminos de realimentación estarán acoplados capacitativamente, en especial en donde no se desea realimentación a muy bajas frecuencias. En este circuito los efectos principales de la realimentación son las reducidas ganancias de corriente e impedancia de entrada. De nuevo, utilizando la técnica de la mala adaptación, un amplificador de baja impedancia de entrada debiera estar alimentado por un generador con una impedancia de fuente alta. De forma similar, la reducida impedancia de salida de esta etapa la hace apropiada para alimentar una carga de alta impedancia. En los dos casos, cambios fraccionales en las condiciones de carga, tienen sólo un efecto pequeño en la linealidad del sistema.

Se puede demostrar también que la impedancia de entrada con realimentación, z_{in}, viene dada por

$$z_{in} \doteqdot \alpha'' r_{ee} \left(1 - \frac{R_L}{R_L + R_f/\alpha''}\right) \tag{4.2}$$

Este resultado se debe a una simplificación de la ecuación (C.10*a*). Para una sola etapa de esta clase la transresistencia de la etapa es

$$\left(\frac{\partial V_o}{\partial I_i}\right)_{V_i} = \frac{dV_o}{dI_i} \doteqdot R_f \tag{4.3}$$

Este resultado se debe a una simplificación de la ecuación (C.14).

Basándose en las suposiciones reseñadas previamente, se puede hacer que funcionen satisfactoriamente etapas alternas que tienen realimentación en serie, tanto a la entrada como a la salida, y etapas que tienen realimentación en paralelo, tanto a la entrada como a la salida, haciendo los dos

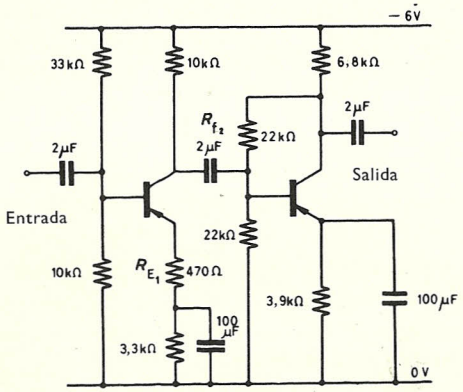


FIGURA 52

transistores una unidad de proyecto [véase fig. 46 *c*)]. Varias unidades de éstas pueden entonces conectarse juntas para formar un amplificador de ganancia, suficiente para una aplicación en particular. La ganancia total de dos de estas unidades puede estimarse que es el producto de las transconductancias y de las transresistencias de las unidades de las que se compone. Pero, para que la ganancia de estas etapas se pueda predecir y sea reproducible a ciencia cierta, deben de ser tan aproximadamente independientes, como sea posible, de los parámetros del transistor y aisladas una de otra por la mala adaptación entre las etapas. El circuito de la figura 52 ilustra esto. Su ganancia de tensión puede calcularse basándose en las ecuaciones (4.1) y (4.3) y también, con más seguridad, utilizando las ecuaciones (C.3*a*) y (C.14) que por conveniencia se reproducen aquí.

La ganancia estimada, aproximadamente, partiendo de las ecuaciones (4.1) y (4.3) es

$$\frac{R_{f_2}}{R_{E_1}} = \frac{22 \times 10^3}{470} = 47$$

Una estimación más segura se obtiene de la siguiente forma:

La transconductancia de la primera etapa es

$$g_{m_1} = \frac{\alpha}{r_{ee} + R_E} \tag{C.3a}$$

y la transresistencia de la segunda etapa es

$$R_{T_2} = \frac{R_f}{1 + (R_f + R_L)/\alpha' R_L} \tag{C.14}$$

Si $\alpha = 0{,}98$ y $r_{ee} = 40$ ohmios y se toma α' como 50, estas ecuaciones dan:

$$g_{m1} = 0{,}98/510 = 1{,}9 \text{ mAV}^{-1}$$

y

$$R_{T_2} = 19 \text{ kilohmios.}$$

Por consiguiente, la ganancia total $= 1{,}9 \times 19 = 36{,}1$.

Este valor menor es el más exacto de los dos y puede tomarse como valor típico de la ganancia de esta clase de etapas. Puede esperarse una ganancia uniforme (dentro del 10 %, aproximadamente) para un gran intervalo de transistores aleados de germanio, para los que los datos dados son únicamente del orden correcto.

El amplificador completo de la figura 52 tendrá una alta de impedancia de entrada, dada por la ecuación (C.1):

$$z_{in} = \alpha''(r_{ee} + R_E) \tag{C.1}$$

Usando los valores dados ya, puede verse que la impedancia de entrada está en realidad determinada aquí por las resistencias de la red de polarización que derivan la entrada, limitándola a 8000 ohmios aproximadamente. Teniendo en cuenta esto y la reducida impedancia de salida del segundo amplificador, significa que la técnica de la mala adaptación se sigue todavía al acoplar juntos circuitos, tales como el de la figura 52.

Realimentación en paralelo a la entrada y en serie a la salida

En la figura 53 puede verse que la corriente de salida produce una tensión que realimenta una corriente, a través de R_f, a la entrada. Esta clase de circuito reduce la impedancia de entrada y la ganancia de corriente.

Si la entrada a la etapa se cortocircuitase con una línea de alimentación, entonces, no se podría aplicar la realimentación, de forma que la cuantía de cualquier realimentación dependería, en la práctica, de la impedancia de la fuente que excita la etapa. Sin embargo, hay que recordar también que esta etapa tiene una baja impedancia de entrada, de forma que esto tendrá importancia solamente para valores de la impedancia de la fuente menores que ésta.

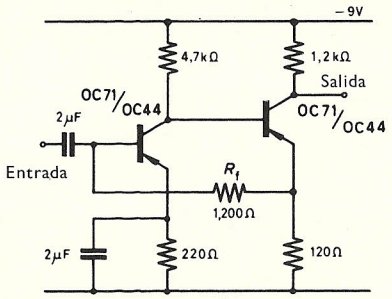


FIGURA 53

La figura 53 muestra un circuito típico de realimentación par. Suponiendo que los valores previamente citados se aplican a este transistor, evaluamos la impedancia a partir de la ecuación (C.15)

$$z_{in} = r_{ee}\left(\frac{R_E + R_f}{r_{ee} + R_E + R_f/\alpha''}\right) \qquad \text{(C.15)}$$
$$= 300 \text{ ohmios}$$

Esta etapa tiene también una ganancia de corriente de R_f/R_E [de la ecuación (C.18*a*)] que en este caso es igual a 10, de forma que la ganancia de tensión, de 40 aproximadamente, se obtiene para cada par de realimentación. Se ha utilizado un amplificador construido con semejantes etapas,

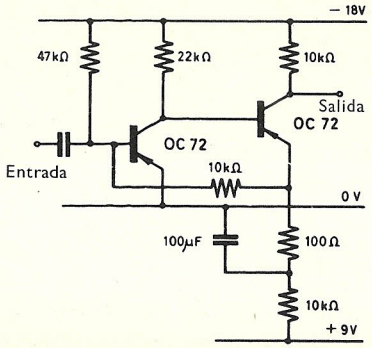


FIGURA 54

haciendo uso de transistores OC 44 para funcionar a frecuencia un poco más alta, como amplificador de ancha banda con una anchura de banda de 2 Mc/s, una impedancia de entrada de 50 ohmios y una impedancia de salida de 800 ohmios.

Las figuras 53 y 54 son del mismo tipo general, pero en la figura 54 se ve que la ganancia de corriente es 10 000 ÷ 100 = 100. Con este circuito se obtiene una respuesta plana hasta 60 kc/s con transistores aleados de ganancia media. La impedancia de entrada es aproximadamente 100 ohmios y la impedancia de salida 10 kilohmios aproximadamente. Estos valores deben de observarse junto con la tabla 17.

Realimentación en serie a la entrada y en paralelo a la salida

En la figura 55, la corriente que pasa por R_f es proporcional a la tensión de salida. Por tanto, la tensión a través de R_E es proporcional a la tensión de salida. Una de las principales ventajas de este tipo de circuito es su alta impedancia de entrada. El efecto sobre la ganancia de corriente

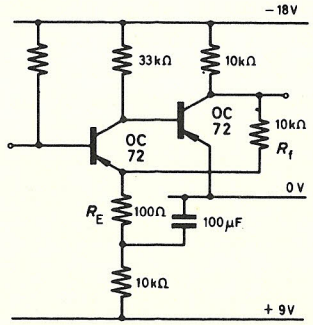


FIGURA 55

dependerá de la impedancia de la carga, no siendo alterada si la carga se cortocircuita, mientras que según se ve en la ecuación (C.22) la ganancia de tensión se reduce aproximadamente a R_f/R_E. En el ejemplo que se ilustra aquí, la impedancia de entrada es aproximadamente 100 kilohmios y la impedancia de salida 300 ohmios aproximadamente. A 100 kc/s, aproximadamente, se mantiene una ganancia de corriente alta.

Realimentación compuesta

Puesto que uno de los fines de la realimentación negativa es producir cualquier impedancia de entrada y de salida que se desee con una ganancia adecuada y buena respuesta a frecuencia, se han ideado circuitos con más

de un camino de realimentación. Se dice que se tiene realimentación compuesta cuando se usan modos diferentes de realimentación en estos caminos. La realimentación compuesta es una herramienta muy útil para modificar impedancias en los circuitos.

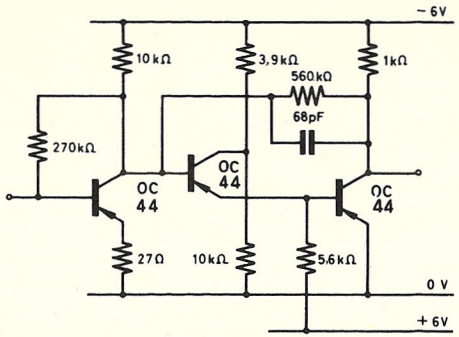


FIGURA 56

La figura 56 muestra parte de un amplificador industrial, que utiliza realimentación en paralelo en la entrada y en la salida con dos caminos de realimentación. Aquí las condiciones de corriente continua se han satisfecho por los componentes de realimentación de la señal, permitiendo el

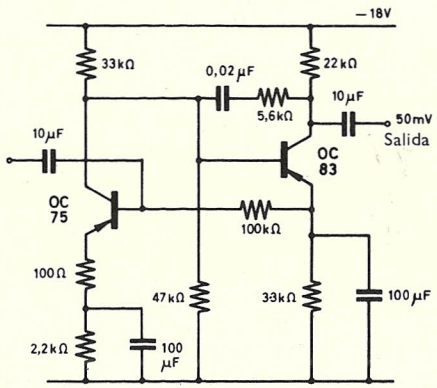


FIGURA 57

uso de un amplificador acoplado directamente. Con este circuito y estos transistores se puede esperar que una buena respuesta a frecuencia se mantenga hasta aproximadamente 50 kc/s.

En la figura 57, los 100 ohmios en el circuito del emisor del primer transistor aumentan la impedancia de entrada hasta 18 kilohmios aproximadamente (realimentación serie en la entrada y en la salida). La resistencia de 100 kilohmios solamente estabiliza los niveles de corriente continua (ya que está derivada la resistencia de 3300 ohmios). Los 5600 ohmios y los 0,02 μF son un ejemplo de realimentación sensible a la frecuencia y proporcionan realimentación negativa a altas frecuencias (realimentación en paralelo en la entrada y en la salida) sobre la segunda etapa. Los valores del circuito han sido ajustados para usarlos como preamplificador para reproducir el sonido en un magnetófono. La figura 57 representa un ejemplo de realimentación compuesta, ya que el tipo de realimentación no es el mismo en cada camino, mientras que en la figura 56 el tipo de realimentación es el mismo para cada camino. Por consiguiente, la figura 56 no ilustra un ejemplo verdadero de realimentación compuesta.

Realimentación negativa a altas frecuencias

El diseño de amplificadores no sintonizados que usen realimentación negativa es similar al de amplificadores comparables a frecuencias más

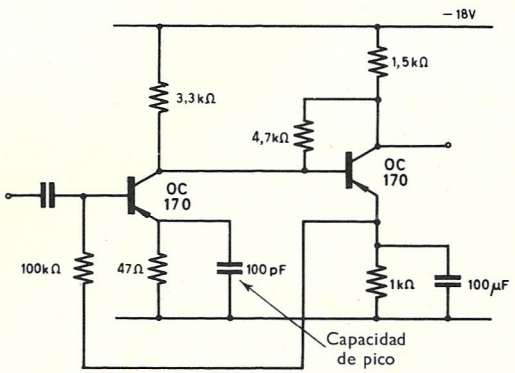


FIGURA 58

bajas, pero que usan en cambio transistores de aleación difusa o transistores epitaxiales. La figura 58 muestra un amplificador con realimentación diseñado con la técnica de la mala adaptación, con una ganancia de tensión de 40 dB y una anchura de banda desde 10 c/s hasta 20 Mc/s.

La baja respuesta a frecuencia podría mejorarse haciendo uso de un condensador de compensación en serie con la resistencia de realimentación de 4700 ohmios, como en la figura 57. El condensador de pico reduce la cuantía de la realimentación a altas frecuencias. Cuando baja la ganancia se hace que baje la realimentación también, manteniendo constante la ganancia del amplificador.

La figura 59 muestra un amplificador video con una ganancia de aproximadamente 20 dB, consistente en dos etapas de emisor común con realimentación dependiente de la frecuencia y una salida en seguidor de emisor en paralelo, capaz de proporcionar una corriente pico de salida de aproxi-

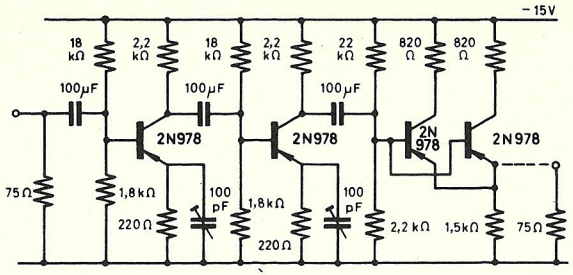


FIGURA 59

madamente 20 mA. La resistencia de 1500 ohmios evita el deterioro accidental en el caso de que se retirase la terminación de 75 ohmios. Puesto que las resistencias del emisor son altas comparadas con r_e para el 2N978, la ganancia es virtualmente independiente del valor de α'.

Igualación de la respuesta

La ganancia a bajas frecuencias es siempre mayor que a altas frecuencias y a menudo se necesita efectuar una igualación de ganancia. En la

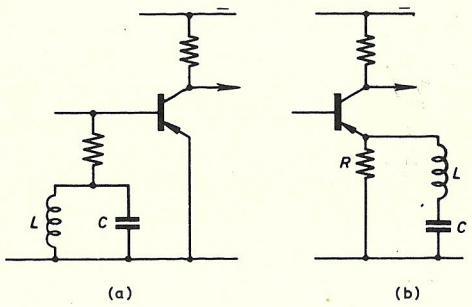


FIGURA 60

práctica puede igualarse una sola etapa y usarse varias de estas etapas para obtener la ganancia requerida. Un circuito resonante, justamente por encima de la frecuencia video máxima, se emplea como viene representado en la figura 60 *a*). La capacidad puede de hecho ser la autocapacidad de la inductancia cuando el circuito puede considerarse como el de una bobina de pico en derivación.

En la figura 60 *b*) se ilustra un segundo método. Nuevamente el circuito *LC* es resonante ligeramente por encima de la frecuencia video máxima. *R* produce realimentación negativa, modificada por el circuito sintonizado. Si *R* está derivada por *C* solamente, el amplificador puede compararse con el de la figura 58. El funcionamiento con la inductancia es ligeramente favorable, comparado con el del condensador solo.

Amplificadores operacionales

Una importante aplicación de los amplificadores directamente acoplados es la del amplificador operacional. Un amplificador operacional es un amplificador acoplado directamente, de alta ganancia y de respuesta a frecuencia cuidadosamente prescrita. Su ganancia total está reducida

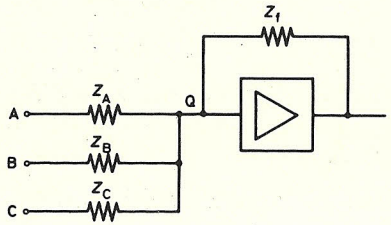


FIGURA 61

por la fuerte realimentación negativa, asegurando así un grado alto de estabilidad eléctrica. Mediante el diseño simétrico y el acoplamiento térmico con sumideros de calor comunes se consigue también un alto grado de estabilidad térmica. Esto es importante, ya que se usa acoplamiento directo dando una amplificación a frecuencia cero. El desplazamiento térmico final de un amplificador operacional es con frecuencia el factor limitante de su sensibilidad.

El amplificador de la figura 61 se supone que tiene alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida y alta ganancia antes de aplicar la realimentación. La realimentación se supone que es por una impedancia Z_f, y las impedancias serie son Z_A, Z_B, Z_C, ..., Z_N. En el siguiente tratamiento del circuito, se supone que el punto Q está al potencial de la línea común.

La tensión de salida, v_0, viene dada por:

$$v_0 \doteq -Z_f \sum_{J=A}^{N} \frac{v_J}{Z_J} = -Z_f \left(\frac{v_A}{Z_A} + \frac{v_B}{Z_B} + \cdots + \frac{v_N}{Z_N} \right) \qquad (4.4)$$

La ecuación (4.4) implica una inversión de fase en el amplificador; esto es necesario para que Q esté al potencial de la línea común. Si las distintas impedancias se especifican como resistencias o capacitancias puras, la ecuación (4.4) puede simplificarse más.

a) Z_A, Z_B, ... y Z_f son todas resistivas

$$v_o = -R_f\left(\frac{v_A}{R_A} + \frac{v_B}{R_B} + \cdots\right) \qquad (4.4a)$$

La tensión de salida es proporcional a la suma de las tensiones de entrada.

b) $Z_A = Z_B = Z_C = R_K$; $Z_f = R_f$.

$$v_o = -\frac{R_f K v}{R_K} \qquad (4.4b)$$

La tensión de salida es proporcional a K multiplicado por la tensión de entrada.

c) Z_A capacitiva; $Z_f = R_f$

$$v_o = -R_f C_A \frac{dv_A}{dt} \qquad (4.4c)$$

La tensión de salida es proporcional a la diferencial primera de la tensión de entrada.

d) $Z_A = R_A$; Z_f capacitiva

$$v_o = -\frac{1}{R_A C_f}\int_o^t v_A\, dt \qquad (4.4d)$$

La tensión de salida es proporcional a la integral de la tensión de entrada.

El amplificador operacional puede así usarse para simular la adición (y substracción), la multiplicación, la diferenciación y la integración analógicas. Las calculadoras analógicas usan potenciómetros de alta calidad para montar los coeficientes y los amplificadores operacionales con redes externas para la realimentación y para la entrada, para sacar las soluciones de las ecuaciones diferenciales.

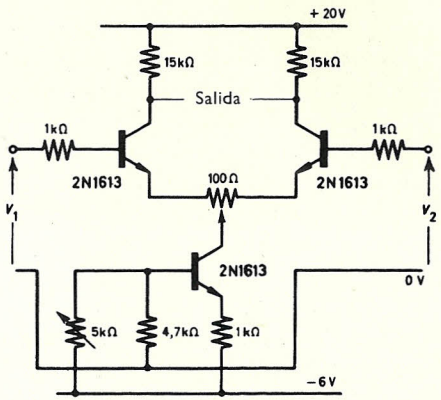


FIGURA 62

La figura 62 muestra un amplificador acoplado directamente, típico, en el que las entradas se aplican simétricamente. Es apropiado para usarlo como etapa de entrada de un amplificador calculador de alta ganancia. Los transistores de silicio planos son casi obligatorios para esta aplicación y hay que tener mucho cuidado en usar un sumidero de calor común, ya que, para aminorar el desplazamiento térmico, los transistores deben de adaptarse para su característica corriente de fuga/temperatura. El potenciómetro se utiliza para ajustar las tensiones base-emisor de los transistores de entrada de forma que sean iguales.

Ya que la ganancia de este circuito es todavía una función de la temperatura, aun cuando las corrientes de fuga, las tensiones base-emisor y las temperaturas de trabajo hayan sido adaptadas, es práctica corriente hoy en día remplazar cada transistor de entrada por un par de realimentación complementario. La deriva total puede reducirse ahora hasta un punto correspondiente a una tensión de menos de 10 μV a la entrada por grado centígrado.

Deriva de tensión de los amplificadores operacionales

La ganancia del circuito de la figura 62 depende de la temperatura. Su ganancia será inferior a la de muchos circuitos que se intentan usar como amplificadores operacionales. En estos amplificadores la deriva de tensión es un problema importante. La deriva de tensión que puede esperarse se puede calcular por estimación si se postula un generador de deriva V_d. Esto es lo que se ilustra en la figura 63.

De la figura 63, si se supone cortocircuitada la entrada entre los puntos A y A′ tenemos:

$$I_f + I_{in} = I_i \qquad (4.5)$$

es decir:

$$\frac{V_o - V_i}{Z_f} - \frac{V_i}{Z_A} = \frac{V_i + V_d}{R_{in}} \qquad (4.6)$$

Pero

$$\frac{V_o}{V_i + V_d} = a_v$$

o bien

$$V_o/a_v - V_d = V_i \qquad (4.7)$$

De la ecuación (4.6):

$$V_i\left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_f}\right) = \frac{V_o}{Z_f} - \frac{V_d}{R_{in}}$$

Y de la ecuación (4.7):

$$\left(\frac{V_o}{a_v} - V_d\right)\left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_f}\right) = \frac{V_o}{Z_f} - \frac{V_d}{R_{in}} \qquad (4.8)$$

La ecuación (4.8) da la tensión de deriva, V_d, la cual produce una tensión de salida correspondiente para un amplificador operacional de ganancia de tensión conocida y, por consiguiente, da la tensión eficaz de deriva, V_o

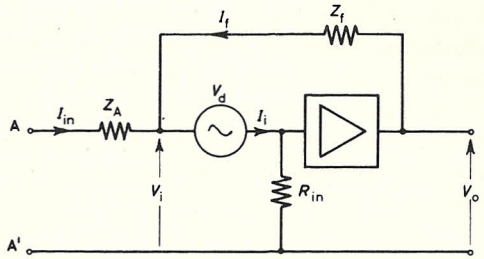


FIGURA 63

Si Z_A, $Z_f \gg R_{in}$ y a_v es grande, la ecuación (4.8) se reduce a

$$V_o = \frac{V_d Z_f}{R_{in}} \qquad (4.8a)$$

Ahora $V_d = \mathrm{d}I_b R_{in}$. Por tanto, la tensión de deriva de salida, V_o, viene dada aproximadamente por $V_o = \mathrm{d}I_b Z_f$.

Los cambios en la corriente de base son debidos principalmente a cambios en la ganancia de corriente y en la corriente de fuga. Si éstos se conocen para un intervalo de temperaturas, entonces, la tensión de deriva que puede esperarse se puede estimar.

Por ejemplo, si tenemos una corriente de base de 40 μA y la ganancia de corriente cambia 0,6 % por grado centígrado, una variación de 50 °C (de 25 a 75 °C) produce un cambio en la corriente de base de

$$\frac{0{,}6}{100} \times 50 \times 40\ \mu\text{A} = 12\ \mu\text{A}$$

Para los transistores de silicio trabajando por encima de este intervalo de temperaturas la variación en la corriente de fuga es $\mathrm{d}I_{cbo} = 2\ \mu$A aproximadamente.

Por tanto, la variación total en la corriente de base es 14 μA y, para $Z_f = 100$ kilohmios, la tensión de salida de la deriva es 1,4 V. Este ejemplo se incluye para ver la importancia de la compensación y control de la temperatura.

Hay todavía otro factor a considerar al evaluar la deriva de un amplificador acoplado directamente. Si, por ejemplo, hay que mantener constante la corriente de base extrínseca, se tiene que la tensión, V_{be}, necesaria para conseguir esto es función de la temperatura, disminuyendo cuando la temperatura crece. Puesto que muchas fuentes de polarización sencillas tienden a producir una tensión de polarización directa constante, hay un incremento mayor en la corriente de colector debido a esta causa. Esta tiende también a aumentar la disipación del colector y, por consiguiente, la corriente de fuga también. Un método que se ha utilizado para controlar la temperatura de la capa es el empleo de amplificadores equilibrados. De este modo, cualquier cambio en V_{be} en un transistor viene reflejado por un cambio similar en el otro transistor del par equilibrado. Como precaución adicional se pueden mantener los transistores en agujeros practicados en un gran bloque de cobre o sumidero de calor. En el capítulo 6 hay una discusión adicional de los sumideros de calor y de los cambios en V_{be}, debidos a cambios en la temperatura.

Etapas de alta tensión

Cuando se necesita una etapa de gran salida, tal como en un amplificador video acoplado a la reja de un tubo de rayos catódicos, cuando se necesita una oscilación de 50-80 V del transistor de salida, lo primero

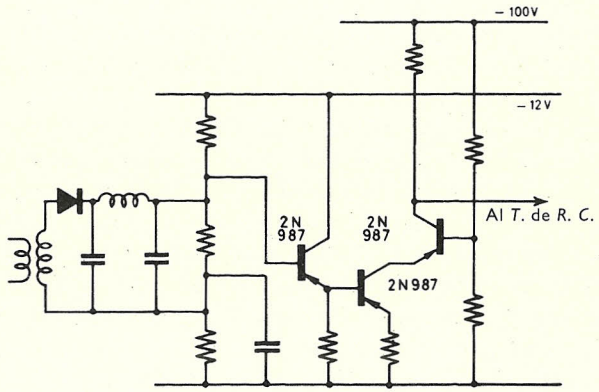


FIGURA 64

que hay que hacer es hacer uso de transistores capaces de trabajar a altas tensiones de pico inversas y, por consiguiente, capaces de grandes oscilaciones del colector. La figura 64 muestra un circuito capaz de producir una oscilación de 60 V. Para aminorar el efecto Miller se usa un seguidor de emisor entre el detector video y el transistor video de salida. Asimismo,

puesto que la etapa de salida está excitada por un circuito de baja impedancia, tiene gran estabilidad térmica, mientras que la carga de alta impedancia en el detector permite obtener alta eficiencia y buena linealidad.

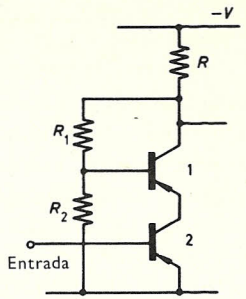


FIGURA 65

Los dos transistores de salida se conectan para formar un circuito en cascada en el que el transistor superior debe tomar la mayor parte de la caída de tensión, ya que la base del transistor inferior no será nunca positiva con respecto a su emisor. Este problema hace que siempre sea difícil el usar dos transistores en serie, haciendo posible una oscilación grande sin entrar en la región de descarga.

Se dispone de transistores con especificaciones máximas de hasta 500 V pero hoy día son caros. Un método para repartir la oscilación de tensión, utilizando los tipos de baja tensión de producción en masa, es el amplificador en tallo de haba ilustrado en las figuras 65 y 66.

En la figura 65 la oscilación del potencial en el colector 1 depende del valor de R y de la oscilación de corriente. Si R_1 y R_2 se hacen iguales, de forma que la unión de estas resistencias está al potencial del colector 2 (exceptuando la pequeña V_{be} del transistor superior), entonces el potencial del colector 2 es la mitad del potencial en el colector 1. Por tanto, los transistores se reparten la oscilación completa de tensión. La construcción de un circuito equivalente para los dos transistores muestra que cada uno de ellos da ganancia, de tal modo que la salida puede oscilar entre V y $2V_{be}$ aproximadamente.

Este concepto se ilustra más en la figura 66, la cual es un amplificador en tallo de haba práctico. Está alimentado también por un seguidor de emisor para proporcionar una baja impedancia de fuente para la etapa de salida y adaptada a la alta impedancia de la carga video. Se necesitan dos cadenas divisoras de tensión para estabilizar la oscilación de tensión de cada transistor, y los pequeños condensadores ayudan a mantener la ganancia a altas frecuencias.

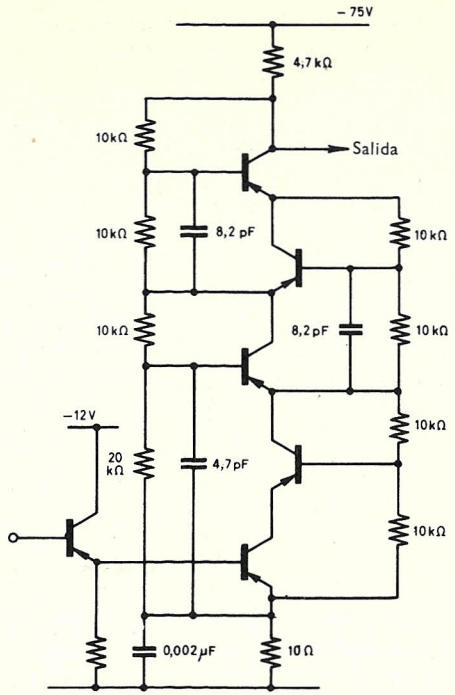


FIGURA 66

Problemas

1. Dibujar un circuito equivalente y estimar la ganancia de tensión del amplificador ilustrado en la figura 45, haciendo suposiciones razonables acerca de los parámetros de un transistor típico. [Resp. Si $r_{ee} = 40$ ohmios y $z_{in} = 2$ kilohmios para 2N388, $a_v = 1200$.]

2. Deducir una expresión general para la impedancia de entrada de un amplificador con realimentación en paralelo en la entrada y en la salida [ecuación (4.2)].

3. Utilizar los parámetros T para dibujar un circuito equivalente de la figura 50 y, de ahí, demostrar que las ganancias de tensión y de corriente se reducen y la impedancia de entrada aumenta con la inclusión de R_e.

4. Un transistor aleado tiene $r_{ee} = 50$ ohmios y $\alpha = 0{,}980$. Utiliza una resistencia de emisor externa de 1000 ohmios y tiene una carga efectiva del colector de 1,5 kilohmios. Representar una gráfica que muestre la variación en la ganancia de tensión con la variación en aquella parte de la resistencia de emisor que no esté derivada. ¿Cómo es que esta gráfica es sólo válida para un transistor excitado por una fuente de muy baja impedancia?

5. Un transistor tiene $\alpha = 0{,}990$, $r_e = 25$ ohmios, $r_b = 1500$ ohmios. Tiene una carga de 3 kilohmios y la polarización está proporcionada por una resistencia de 60 kilohmios entre el colector y la base. Calcular su ganancia de corriente y su impedancia de entrada, *a*) haciendo caso omiso de la realimentación negativa, y *b*) teniendo en cuenta la realimentación producida por la resistencia de 60 kilohmios. [Resp. *a*) 100, 4 kilohmios; *b*) 17, 670 ohmios.]

6. Construir un circuito equivalente T sencillo para la figura 62, escoger valores típicos para R, R_1 y R_2 y de aquí determinar aproximadamente su ganancia de tensión y su impedancia de entrada.

7. Explicar cuidadosamente qué se entiende por técnica de mala adaptación en el proyecto de un amplificador, ilustrando la respuesta con, *a*) etapas alternas que tengan realimentación serie completa y realimentación paralelo completa, y *b*) un número de etapas similares cada una de las cuales consiste en un par de realimentación. Constrastar estos métodos desde el punto de vista de la ganancia de tensión.

8. *a*) Un par de realimentación de transistor utiliza una resistencia de emisor, R_E, en la segunda etapa y dos resistencias de realimentación, $1/2\ R_f$, en serie desde este emisor a la base de la primera etapa. Explicar cómo es que, cuando se examina este circuito, no hay aumento en la tensión de salida cuando el camino de realimentación en corriente alterna está cortocircuitado por un condensador al raíl común desde la confluencia de las dos resistencias de realimentación. ¿Qué se puede deducir acerca de las condiciones de excitación en este caso?

b) Proyectar un par de realimentación de esta clase, adaptado en su entrada a 75 ohmios y que tenga una ganancia de corriente de 10, en una carga de 1000 ohmios.

9. Un transistor tiene $r_{ee} = 50$ ohmios, $\alpha = 0{,}987$ y debe de usar una carga de 5000 ohmios. Mostrar cómo puede usarse la técnica de la mala adaptación para obtener un módulo amplificador de dos etapas. Si se requiere del módulo una ganancia de tensión total de 50, hallar la relación entre la resistencia del emisor R_E, de una etapa y la resistencia de realimentación, R_f, de la otra. De aquí asignar valores prácticos a R_E y R_f para obtener la ganancia deseada. Calcular también la impedancia de entrada del módulo. [Resp. Aproximadamente $7500\ R_f = (50 + R_E)\ (375 + R_f)$ donde R_f está en kilohmios y R_E en ohmios.]

10. Un transistor con $r_{ee} = 35$ ohmios, $\alpha = 0{,}980$ se usa como amplificador con una carga de 1000 ohmios. Una resistencia de emisor de 100 ohmios está derivada por un condensador de 0,1 μF. Dibujar una gráfica de la ganancia de tensión y de la impedancia de entrada frente a la frecuencia para la etapa por encima del intervalo de audio. Suponer que los parámetros del transistor son completamente reales por encima de este intervalo.

El lector puede, si así lo desea, encontrar ayuda para resolver algunos de estos problemas partiendo de las materias del apéndice C.

BIBLIOGRAFIA

BERTOYA: High Resistance Transistor Circuits, *J. Brit. I.R.E.* **26,** 13, 1963.

CHERRY: An Engineering Approach to the Desing of Transistor Feedback Amplifiers, *Proc. I.R.E. (Aust)*, **22,** 303, 1961.

COX y HARRISON: Transistors in Reactor Control Instruments, *J. Brit. Nucl. Energy Soc.*, **2,** 49, 1963.

GRIFFIN: Some Desing Techniques for Low Drift D.C. Amplifiers, *Electronic Components*, 612, junio 1963.

HELSDON: Transistors in Video Equipment, *J. Brit. I.R.E.*, **19,** 753, 1959.

YARKER: A Simplified Assessment of Transistor Amplifier Performance, *Electronic Engineering*, 554, agosto 1962, y cartas al director, 843, diciembre 1962.

ZENER: Theory of Electrical Breakdown of Solid Dielectrics, *Proc. Roy Soc.*, **185,** 523, 1934.

CAPITULO

5

Amplificadores sintonizados

Este capítulo estará dedicado a los principios de funcionamiento de los amplificadores de transistor sintonizados. Estos son frecuentemente etapas imagen adaptadas. Como ejemplo tomaremos primero un amplificador que trabaje a una frecuencia de 500 kc/s. Para los transistores de

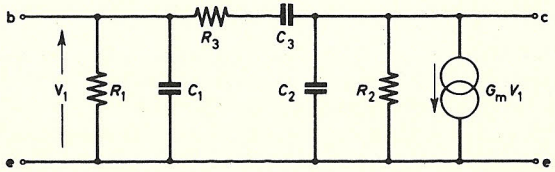


FIGURA 67

aleación que trabajen a frecuencias de este orden y más, los circuitos equivalentes de las figuras 14 y 18 no describen de forma adecuada el funcionamiento del transistor. El circuito equivalente híbrido de la figura 19 es mejor para este fin.

Los parámetros π híbridos permiten analizar el comportamiento del transistor a altas frecuencias sobre principios físicos sólidos. Con tal de que solamente haya que considerar una frecuencia o una banda estrecha de frecuencias, el análisis del transistor y la síntesis consecuente de un amplificador se pueden simplificar en gran manera, adoptando este circuito o el circuito equivalente π de la figura 67 que se ha sacado de él. Una razón, en particular, para volver a dibujar el circuito equivalente es que en la primera parte del proyecto necesitamos tener la realimentación interna de la señal mostrada, como debida a R_3 y C_3 en serie. Si, como

con los transistores aleados, esta realimentación es apreciable, entonces, hay que proporcionar un camino alternativo de realimentación. Cuando el transistor se usa en el modo de base común, la realimentación interna está en fase con la entrada, reforzándola y, si es suficientemente grande, conduce a la inestabilidad y a la oscilación. Cuando se usa el modo de emisor común, la realimentación interna está aproximadamente en contrafase con la entrada. Esto nos lleva a una ganancia reducida y así, a menos que se tomen precauciones para contrarrestar esta realimentación, resulta una amplificación pobre. Con la familia de transistores de aleación difusa, C_3 puede ser tan pequeño que, incluso a frecuencias bastante altas, son innecesarias tales precauciones, con la simplificación consiguiente en el trabajo que sigue.

Puede demostrarse mediante las leyes de Kirchhoff que los circuitos de las figuras 19 y 67 son eléctricamente equivalentes, y que

$$C_3 = \frac{c_{b'c}}{1 + \dfrac{r_{b'b}}{r_{b'e}} - \dfrac{r_{b'b}\, c_{b'e}}{r_{b'c}\, c_{b'c}}}$$

o, puesto que el último término del denominador es pequeño

$$C_3 \doteqdot \frac{c_{b'c}\, r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'b}}$$

$$R_3 = r_{b'b}\left[1 + \frac{c_{b'e}}{c_{b'c}}\right] + \frac{1 + r_{b'b}/r_{b'e}}{r_{b'c}\,\omega^2 c^2_{b'c}}$$

Nuevamente, el último término es pequeño a altas frecuencias y puede ignorarse a menudo.

También

$$G_m = \frac{g_m}{1 + r_{b'b}/r_{b'e}}$$

Estas fórmulas y las derivadas de ellas pueden obtenerse del circuito π híbrido, pero para el proyectista del circuito puede ser más importante poder hallar tales fórmulas escritas que no tener que derivarlas. Por esta razón no se da aquí su deducción.

He aquí una lista de algunos valores típicos de los parámetros simplificados a 500 kc/s, para transistores aleados de germanio, para ilustrar la validez de las aproximaciones que se han hecho

$r_{b'c}$	2-5 megohmios	R_3	5-10 kilohmios
$c_{b'c}$	5-15 pF	C_3	5-15 pF
g_m	38 mAV^{-1}	G_m	35 mAV^{-1}

Los valores de R_1, R_2, C_1 y C_2 se considerarán más adelante. Es importante hacer notar aquí que $c_{b'c}$ y $r_{b'c}$ en la figura 19, o C_3R_3 en la figura 67, representan una red cambiadora de fase que es inherente con el transistor y que es responsable de la realimentación del colector a la base, análogos a las capacidades interelectródicas y al efecto Miller resultante en las válvulas triodos. Donde es necesario usar triodos a frecuencias altas, es corriente realimentar una tensión en contrafase para neutralizar

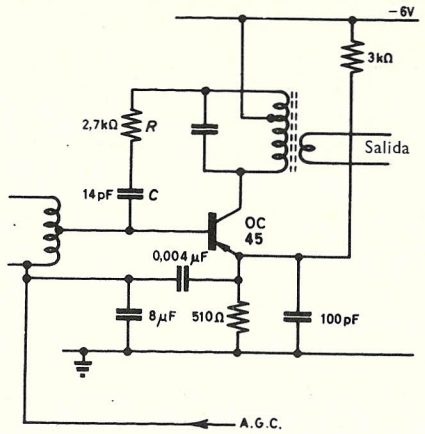


FIGURA 68

el efecto de la realimentación que existe, debido a las capacitancias internas. Se emplea aquí la misma técnica. Si solamente el componente reactivo de la corriente de realimentación se elimina, haciendo uso de un camino de realimentación externa puramente capacitivo de algún punto con la fase adecuada, el método se llama de *neutralización*; si se eliminan, tanto el componente real como el imaginario, por una red de realimentación *RC*, se llama método de *unilateralización*. Esto es sólo estrictamente posible a una frecuencia dada. Sin embargo, si se consigue un comportamiento unilateral en el intervalo de frecuencias del amplificador, la posibilidad de inestabilidad dinámica debida a esta causa queda eliminada y, en los amplificadores sintonizados, las curvas de respuesta ya no son aproximadamente asimétricas.

Si la etapa de un amplificador sintonizado se proyecta para que tenga un factor de estabilidad térmica convenientemente bajo y si C_3 es suficientemente pequeño, puede ser tanto térmicamente como dinámicamente estable sin unilateralización. Algunos ejemplos de estos circuitos se dan más adelante en este capítulo.

En la figura 68 se usa un camino de realimentación en paralelo designándose por *R* y *C* los componentes de realimentación de unilateralización. Una vez que una etapa ha sido unilateralizada, puede, desde el punto de vista de la realimentación a la frecuencia para la cual son válidos los

componentes, ser considerada como si no existiera conexión entre sus circuitos de entrada y de salida, según muestra la figura 69. La tabla 18 muestra algunos valores típicos relacionados con la figura 69 a 500 kc/s aproximadamente. En la tabla se dan las impedancias de entrada y de salida. Los valores del componente individual pueden a menudo deducirse de los valores de baja frecuencia o, en algunos casos, son dados por el fabricante.

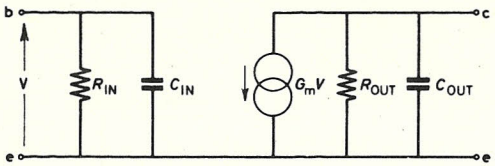


FIGURA 69

Tabla 18

Transistor	Z_{in} (ohmios)	Z_o (kilohmios)	Ganancia típica de potencia (dB)
2N641	3000	1000	40
2N370	2000	200	35
GET 873.	750	35	33
GT 42	1600	40	35

Proyectamos ahora una típica etapa imagen adaptada, haciendo uso de los siguientes datos de transistor. Puede repetirse de forma provechosa el mismo procedimiento por el lector como ejercicio, utilizando un producto conocido del fabricante. De los valores dados puede entonces construirse el circuito equivalente de la figura 70.

z_{in}	1600	ohmios	z_o	40	kilohmios
C_3	14,3	pF	R_3	5,6	kilohmios
G_m	35	mAV^{-1}			

Para adaptación de imagen, $n^2 = z_o/z_{in} = 40\,000/1600 = 25$. Por tanto, $n = 5$ (notar que el cálculo utiliza n^2, ya que este es un caso de adaptación de impedancias).

Asimismo, debido al uso del transformador, la tensión disponible para limitar la corriente de realimentación se ha reducido en la proporción $n : 1$. Por consiguiente, C_f debe ser igual a nC_3 (no a n^2C_3) y R_f debe ser igual a R_3/n para que la realimentación sea la correcta en magnitud y fase.

Así, tenemos

$$C_f = 5 \times 14{,}3 = 71{,}5 \text{ pF},$$

y

$$R_f = 5600 \div 5 = 1120 \text{ ohmios}.$$

El efecto derivador de los componentes de la realimentación sobre el circuito de entrada y a través del transformador sobre el circuito de salida, debe de tenerse en cuenta.

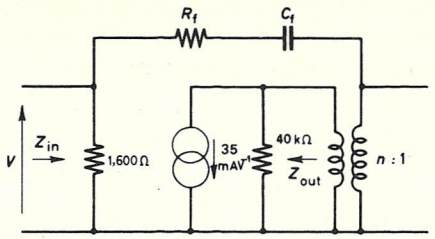


FIGURA 70

A partir de medidas en baja frecuencia o mediante la utilización de la siguiente relación aproximada:

$$c_{in} \doteqdot \frac{c_{b'e}}{1 + (\omega c_{b'e}\, r_{b'b})^2}$$

puede hallarse que en este caso

$$c_{in} \doteqdot 1020 \text{ pF}.$$

De manera análoga, usando

$$R_{in} \doteqdot \frac{r_{b'e}}{1 + \omega^2 c^2_{b'e}\, r_{b'e}\, r_{b'b}}$$

obtenemos

$$R_{in} \doteqdot 690 \text{ ohmios}.$$

Del mismo modo, puede demostrarse que c_{out} es aproximadamente 22 pF y R_{out} aproximadamente 50 kilohmios. Estos valores son bastante típicos para los transistores aleados de germanio.

También, la combinación serie de C_f y R_f en esta etapa puede cambiarse, para facilidad de cálculo, posteriormente en el caso equivalente en paralelo, C_p y R_p.

Se sabe por teoría elemental de corriente alterna que $R_p = (R_f^2 + X_f^2)/R_f$. Así que tenemos $R_p \doteqdot 20$ kilohmios.

De igual forma, usando $X_p = (R_f^2 + X_f^2)/X_f$, donde X es la reactancia de C a la frecuencia dada, obtenemos $X_p \doteqdot 66$ pF.

Como se dijo anteriormente, C_p y R_p derivan la entrada y C_p/n^2 y n^2R_p derivan la salida (nuevamente n^2 se utiliza con adaptación de impedancias).

$$C_p/n^2 = 2{,}6 \text{ pF}; \quad n^2R_p = 500 \text{ kilohmios}.$$

Los anteriores cálculos dan por resultado los circuitos equivalentes de la figura 71. Los componentes en paralelo de la figura 71 (*a*) se combinan en la figura 71 (*b*) para mostrar los elementos resistivos y reactivos de la entrada y de la salida.

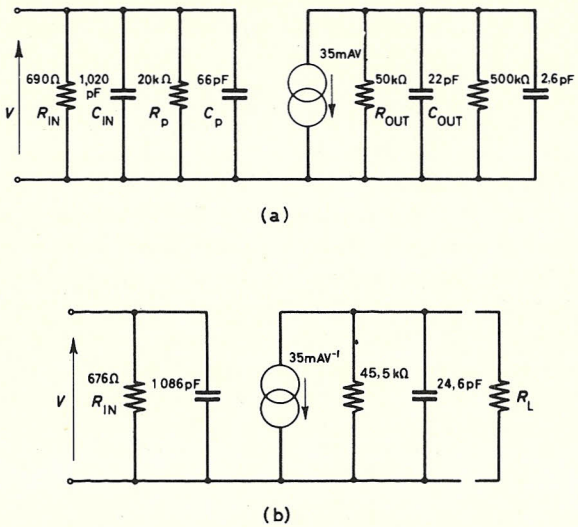


FIGURA 71

Ganancia del amplificador

La ganancia puede ahora calcularse basándose en que ningún componente muestra imperfecciones distintas a las ya consideradas. El transformador, por ejemplo, no llega a esto. La ganancia así calculada es, por consiguiente, máxima. Sin embargo, debido a pérdidas del circuito, el valor en la práctica será aproximadamente de 5-10 dB menor que ésta.

En la figura 71, la potencia de entrada $= V^2_{in}/R'_{in}$ y la potencia de salida $= V^2_{out}/R_L$, o, si la carga está correctamente adaptada, $R_L = R'_{out}$.

Por consiguiente, la potencia de salida $= (\frac{1}{2}G_m V_{in})^2 R_L = \frac{1}{4}G^2_m R'_{out} R'_{in}$.

Aquí la ganancia de potencia $= 35^2 \times 49{,}5 \times 10^3 \times 676/(4 \times 10^{-6}) =$
$= 10\,240 = 40{,}1$ dB.

Para sintonizar a 500 kc/s, la capacitancia sintonizadora disponible es 24,6 pF, más la capacitancia reflejada de entrada de la etapa siguiente. Aquí, sería para una etapa siguiente similar, $1086 \div 25 = 43{,}4$ pF, es decir, un total de 68 pF.

Hay que señalar, sin embargo, que si en lugar de una etapa similar, después del amplificador está la carga altamente capacitiva de un detector

de diodo, los siguientes cálculos se deben enmendar. Esto se debe a la capacitancia reflejada de la carga sobre el circuito sintonizado.

Esto da una inductancia, $L(= 1/c\omega^2)$ de 1/680 henrios y, por tanto, $\sqrt{L/C} = 10^5/22$. El factor de selectividad, $Q[= (1/r)(\sqrt{L/C})]$, puede hallarse entonces. Aquí r es la resistencia a 500 kc/s del arrolamiento (teniendo en cuenta el efecto pelicular) y para valores prácticos de r la selectividad práctica, Q', que implica esta ecuación es muy alta. Si el amplificador tiene una señal aplicada consistente en una onda audio modulada en amplitud, tendremos un corte de las bandas laterales.

Q' está dada también por $\omega/\delta\omega$ o $f/\delta f$ y si se supone una banda de paso de 9 kc/s, es decir, con una resolución hasta la banda lateral de 4,5 kc/s, entonces $Q' = 500/9 = 56$.

Un factor de selectividad sin carga, Q, de tal vez dos veces éste, por ejemplo 110, es muy corriente. Para lograr un factor de selectividad de 110 la relación L/C debe disminuir, mientras que el producto LC permanece constante, ya que la frecuencia no debe cambiar. Para evitar un valor extremadamente alto de capacitancia adicional, a menudo se hace una toma en el primario según muestra la figura 72.

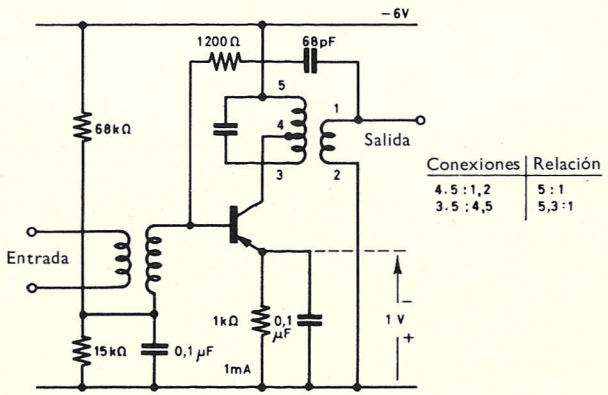


FIGURA 72

Para obtener una Q igual a 110 con una resistencia eficaz de, digamos 1 ohmio, $\sqrt{L/C} = 110$, es decir, $L/C = 12\,100$.

También

$$LC = 1/\omega^2 = 1/(\pi^2 \times 10^{-12}) \doteq 10^{-13} \qquad (5.1)$$

Substituyendo tenemos

$$L^2 = 12\,100 \times 10^{-13}$$

o

$$L = 110 \times 10^{-6}/\sqrt{10} \doteq 35\ \mu\text{H} \qquad (5.2)$$

Entonces, de las ecuaciones (5.1) y (5.2)

$$C = \sqrt{10} \times 10^6/(110 \times 10^{13}) \doteqdot 2900 \text{ pF}$$

Ahora la capacitancia de salida del transistor es aproximadamente 25 pF y entonces se necesita una capacitancia externa de 2900-25, es decir, 2875 pF. Si esto hay que lograrlo con una capacitancia media de, digamos, 100 pF y una relación de vueltas T, tal que el circuito sintoniza a la misma frecuencia, $T^2 = 2875/100$, o $T = 5{,}3 : 1$ aproximadamente.

Se ha escrito este valor en la figura 72, donde el primario del transformador es la inductancia sintonizadora del circuito resonante. Finalmente, si la carga, como se supone, reduce el factor de selectividad desde 110 a 56, la pérdida de potencia que resulta es $10 \log_{10}(Q/Q')^2$ dB.

Por tanto, la pérdida de potencia $= 20 \log 110/56 = 6$ dB.

Por consiguiente, la ganancia eficaz de potencia de la etapa es $40{,}1 - 6 = 34{,}1$ dB.

Piezoelectricidad

Ciertos materiales cristalinos, incluyendo el cuarzo, la sal de La Rochela y algunos cerámicos, sufren una deformación cuando se aplica una diferencia de potencial entre ciertas caras del cristal. Asimismo, cuando se someten a una tensión mecánica, se desarrolla una diferencia de potencial a través del cristal en ciertas direcciones seleccionadas. Estos dos fenómenos conducen a un efecto de resonancia, siendo el funcionamiento eléctrico del cristal similar al de un circuito sintonizado altamente selectivo. El cristal físicamente se dobla a su frecuencia de resonancia y, en un menor grado, a algunas otras frecuencias conocidas como armónicos que son múltiplos enteros de la frecuencia de resonancia fundamental.

Filtros cerámicos

El funcionamiento de los filtros cerámicos depende del efecto piezoeléctrico en el titanato zirconato de plomo. Se han producido filtros con este material, cuyas características de adaptación de impedancias han hecho posible su uso en sustitución de transformadores sintonizados entre etapas en algunas aplicaciones. Una de las formas consiste en un disco que tiene una cara completamente plateada y la otra lleva dos electrodos según muestra la figura 73.

Los discos de esta clase pueden funcionar a su frecuencia de resonancia o a un armónico, aplicando la señal entre el punto central y la cara posterior plateada.

El efecto piezoeléctrico es la causa de que se produzca una tensión a la misma frecuencia que la señal, pero a una impedancia más baja entre el anillo y la cara posterior.

Estos discos funcionan a menudo a su primer armónico y tienen una relación de transformación del orden de 10 : 1, dependiente de las reactancias capacitivas de los electrodos del punto y del anillo a la otra cara.

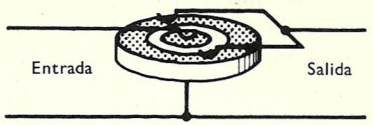


FIGURA 73

Poseen de esta forma una relación de transformación apropiada para actuar como un elemento acoplador entre etapas de un amplificador. Sin embargo, si se aplica al amplificador una señal a la frecuencia fundamental o a algún otro armónico del disco, es probable que el amplificador tenga alguna ganancia a esta frecuencia. Se evita esto utilizando otro tipo de elemento cerámico consistente en dos electrodos planos solamente, en las caras opuestas de un disco. Puede usarse esto como filtro, en donde no existen problemas de relación de transformación.

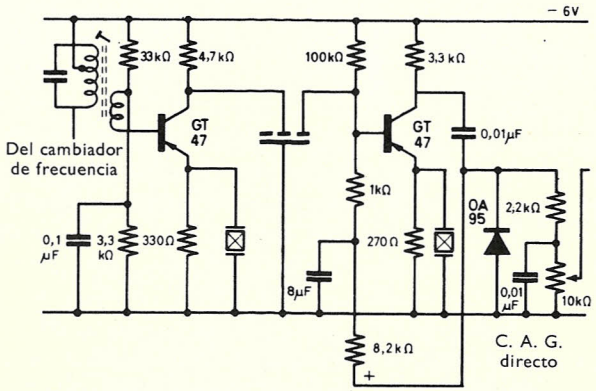


FIGURA 74

La figura 74 muestra un circuito donde se usan estos filtros, junto con transistores aleados de germanio en el circuito detector y de F.I. de un receptor de radio. Veremos que el filtro en el circuito del emisor del segundo transistor que trabaja en su modo fundamental, proporciona una realimentación negativa a todas las frecuencias, excepto aquella para la cual es resonante. Así ayuda a reducir la ganancia a aquellas otras frecuencias a las que los otros filtros cerámicos podrían responder.

La unilateralización es frecuentemente innecesaria, incluso con transistores de aleación. La realimentación negativa ayuda a la estabilidad y

su pequeño tamaño y el precio económico por el que pueden llevarse al mercado son sus ventajas principales.

La selectividad es buena y la ganancia es del mismo orden que la de un amplificador convencional parecido. Sin embargo, el principal inconveniente de estos filtros es la necesidad de proporcionar un camino de corriente continua a las corrientes del colector de cada etapa. La resistencia usada, a la vez que es esencial, actúa inevitablemente como una derivación del disco resonante.

Control automático de ganancia

En un receptor de radio o en un sintonizador de televisión, la intensidad de señal que se recibe varía de una estación a otra. Así, si el volumen audio o el contraste video se ajustan correctamente para una estación, podrían ser excesivamente incorrectos para otra. Para aminorar los problemas asociados a este efecto, la práctica en muchos años ha sido emplear circuitos para el control automático de la ganancia. Entonces, una vez que los controles manuales han sido fijados para una estación, serán aproximadamente correctos para otras estaciones cuya intensidad de señal en el receptor puede ser considerablemente diferente. Estos circuitos funcionan eficientemente para todas las intensidades de señal, excepto las extremas.

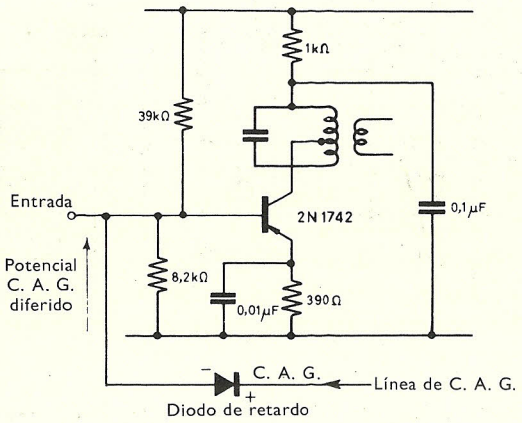


FIGURA 75

El control automático de ganancia en los receptores de radio en el pasado, se ha dispuesto obteniendo un nivel de tensión continua del último amplificador de F.I., cuya amplitud era proporcional al nivel medio de la portadora de la señal modulada recibida y, usando esto, para reducir la ganancia de las etapas precedentes. Este método puede denominarse

«C.A.G. inverso». Los circuitos de transistores emplean frecuentemente un «C.A.G. directo» en el cual la tensión C.A.G., rectificada se suministra al circuito de base de un amplificador de R.F., de forma tal, que aumentará la corriente de colector cuando la portadora de señal aumenta. Una resistencia en serie (véase fig. 75) en el circuito de colector tiene una caída de tensión mayor a través de ella cuando circula una corriente de colector grande, disminuyendo de esta forma la tensión emisor-colector de la etapa y reduciendo así su ganancia.

En el circuito que se muestra aquí, el amplificador de R.F., tiene una polarización fija proporcionada por el divisor de tensión a través de la fuente de alta tensión, de forma que el diodo de C.A.G., está inversamente polarizado hasta que un nivel predeterminado da por resultado un C.A.G., diferido. El C.A.G. directo es particularmente útil con los circuitos de transistores, ya que la sobrecarga no ocurre hasta que se recibe un nivel de señal muy alto, y ocurre cuando el potencial del colector en el transistor está a un mínimo.

Funcionamiento con transistores epitaxiales y de aleación difusa

Los transistores que tienen un gradiente de densidad de impureza en la base, que tiene el efecto de reducir mucho el tiempo de tránsito de los portadores de carga a través de la región de base, tienen así una frecuencia de corte mayor que los tipos de aleación de las mismas dimensiones físicas. La base gradual es responsable de la barrera de alta resistividad entre el colector y la región activa de la base, dando por resultado una tensión de ruptura más alta y una capacitancia de realimentación más baja, del orden de 1-2 pF. Una f_T de 100 Mc/s y una ganancia de potencia de 15 dB a 50 Mc/s es ahora cosa muy corriente. La capacitancia de realimentación menor evita la necesidad de la unilateralización a todas las frecuencias excepto las más altas e, incluso aquí, la realimentación positiva asociada al funcionamiento de base común puede algunas veces utilizarse ventajosamente.

Amplificadores sintonizados a muy altas frecuencias

El funcionamiento de los amplificadores a frecuencias muy altas ha sido difícil por dos razones. Primeramente, los tipos de transistores que trabajarían a estas frecuencias se desarrollaron más tarde que los transistores de aleación más rudimentarios. Con la llegada del transistor de aleación difusa y, más recientemente, del transistor epitaxial plano de silicio se han vencido las limitaciones de los primitivos tipos.

También, el funcionamiento de cualquier circuito a frecuencias del orden de 100 Mc/s necesita una nueva aproximación a los conceptos de elementos de circuito. A frecuencias más bajas, uno se encuentra con las imperfecciones de los elementos de circuito. Por ejemplo, una resistencia de carbón tiene una capacitancia distribuida, o una bobina tiene una resistencia en su arrollamiento. No obstante, a frecuencias muy altas la inductancia de conductores rectilíneos, aunque baja, puede representar una reactancia inductiva apreciable. De forma parecida, la capacitancia entre el cableado y un chasis metálico o entre un circuito y otro, puede ser baja

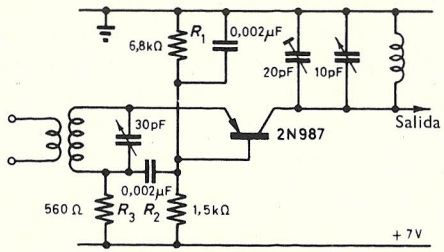


FIGURA 76

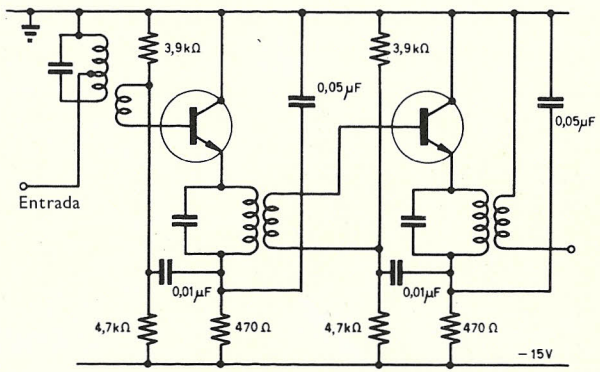
pero no obstante representa todavía un enlace capacitivo importante que debe tomarse en consideración al diseñar un circuito.

La figura 76 muestra una etapa típica de R.F. de 100 Mc/s. Hay que señalar en este caso que la configuración de base común se usa, ya que a esta frecuencia la ganancia del transistor está empezando a decaer.

La línea negativa está dada a tierra y la polarización está proporcionada por R_1, R_2 y R_3. Cuando se usa base común en una etapa no neutralizada, la realimentación es positiva y aumenta la ganancia, pero la ganancia del circuito y el cambio de fase son tales, en este caso, que se evita la inestabilidad. El problema principal en este tipo de circuito es corrientemente el de evitar la oscilación. La neutralización es en todo caso muy difícil con frecuencia, ya que los componentes de la realimentación inherentes al transistor varían con la frecuencia. La forma más corriente de abordarlo, por consiguiente, es la mala adaptación de la fuente o de la carga, ajustando la carga para asegurar que la ganancia no sea suficiente para producir oscilación.

Se incluye un pequeño condensador prefijado entre la base y el emisor, de forma tal que la realimentación se ajuste para que esté en fase con la señal de entrada. Su capacitancia se aumenta hasta que el circuito oscile y entonces se disminuye suficientemente de modo que el circuito permanezca estable. Esta técnica puede emplearse a cualquier frecuencia alta para extender el intervalo de un transistor dado. La alternativa es, naturalmente, usar un transistor con una f_T más alta cuando estos ajustes fuesen innecesarios.

A menudo, a altas frecuencias, el colector se conecta directamente a la línea de tierra. Esto reduce las capacitancias parásitas y puede mejorar la inherentemente pobre capacidad de disipación de potencia del transistor. Hay que señalar que a F.M.A., el volumen del semiconductor presente es del orden de 10^{-6} pulgadas cúbicas. Los transistores de este tamaño, cuando se usan a 300 Mc/s, son capaces de disipar 250 mW al aire libre a 25 °C cuando el bastidor y el colector están en contacto directo. Esto se ilustra en la figura 77 que muestra dos etapas de colector común a la frecuencia más baja de 45 Mc/s.



Transistores tipo 2N 715 (f_T = 140 Mc/s)

FIGURA 77

No se necesita neutralización, porque la realimentación interna en este tipo de transistor es muy baja y, con la ganancia exigida, el circuito es estable. Estos circuitos tienen corrientemente una ganancia de menos de 20 dB aproximadamente para asegurar la estabilidad.

Los circuitos de base común se usan donde son esenciales, pero la mayor ganancia y la pequeña relación de transformación de impedancias de los circuitos de emisor común les hacen interesantes a frecuencias bien por debajo de f_T, cuando el control de ganancia se logra más fácilmente con la realimentación negativa asociada a estos circuitos.

A frecuencias muy inferiores a f_T, los niveles de impedancia son por lo menos diez veces más bajos que para las válvulas y los valores Q cincuenta veces menos. Así, un amplificador de válvula sintonizado, adaptado en potencia y funcionando a 45 Mc/s, tendrá una anchura de banda *natural* de aproximadamente 1,8 Mc/s, en comparación con la del transistor, de por encima de 20 Mc/s. Esta anchura de banda natural es la obtenida cuando las inductancias están sintonizadas, no sólo por sus capacitancias parásitas, sino también por la capacitancia de entrada de los transistores. Para reducir esta anchura de banda natural, se añade una

capacitancia en serie con la capacitancia de entrada de cada etapa para evitar que sintonice con la carga del colector precedente. Por tanto, la pérdida de potencia W_L aumentará. $W_L = Q_o^2/(Q_o - Q_w)^2$, donde Q_o es la Q de la bobina y Q_w es la Q de trabajo del circuito.

Para obtener una anchura de banda mayor que la anchura de banda natural, se añade una conductancia en paralelo con la bobina y la ganancia baja de acuerdo con la relación

$$(\text{ganancia de potencia})^2 \times \text{anchura de banda} = \text{constante}.$$

Esta relación sólo es válida muy por debajo de f_T.

La figura 77 representa un circuito de este último tipo, mientras que la figura 78 muestra un amplificador de banda estrecha típico.

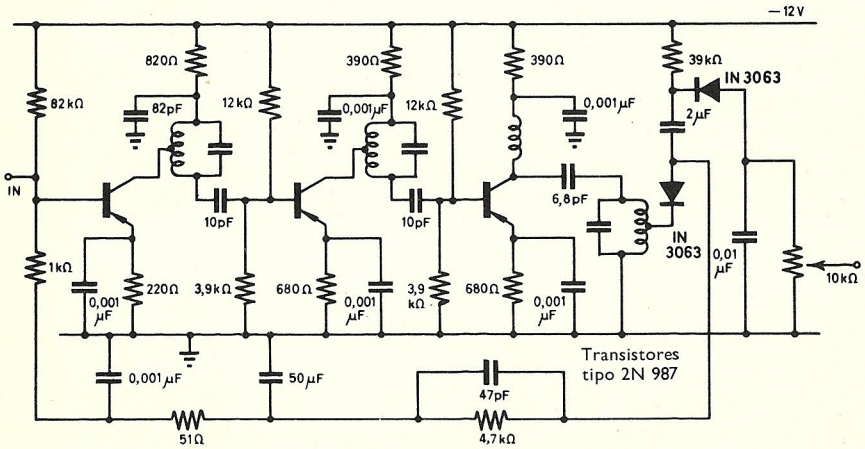


FIGURA 78

La figura 78 es el circuito de un amplificador de F.I. de sonido de un receptor de televisión que trabaja a 38 Mc/s aproximadamente. La Q de cada etapa es alrededor de 40, correspondiente a una anchura de banda de 1 Mc/s. Las cargas del colector de las dos primeras etapas tienen una relación de elevación de 2 : 1, de modo que la capacitancia exigida para producir esta Q (350 pF) se reduce a 85 pF aproximadamente. La primera etapa se dispone para que tenga C.A.G. directo. El diodo de la derecha es un limitador de ruido del tipo proporción de subida que corta las señales mayores de 1 V pico, a frecuencias inferiores a 3 kc/s, pasadas las cuales el nivel de corte baja progresivamente.

Cambiadores de frecuencia

Es una verdad general que los amplificadores funcionan con una eficiencia que va disminuyendo a medida que la frecuencia de trabajo crece. En telecomunicación se necesita a menudo el empleo de amplificadores que tienen una ganancia muy alta y cuyas señales de entrada están a cierta alta frecuencia conocida. Este es el caso en la recepción de señales de radio y de video. El método que se emplea es usar solamente amplificación limitada a la frecuencia de la señal y mezclar la señal amplificada con la salida de un oscilador local. En ciertas circunstancias, el resultado de tal mezcla es la generación de varias frecuencias nuevas, una de las cuales es la frecuencia diferencia entre la del oscilador y la de la señal entrante. Por medio de una frecuencia conveniente del oscilador, esta frecuencia diferencia o *frecuencia intermedia*, como se llama a menudo, puede hacerse mucho menor que la frecuencia de la señal y, por consiguiente, más fácil de amplificar.

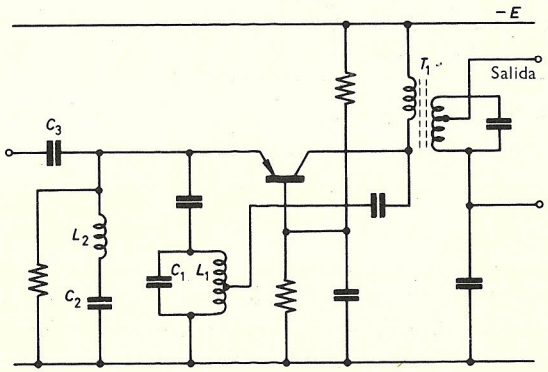


FIGURA 79

Los circuitos amplificadores mostrados en las figuras 72 y 74 podrían muy bien haber sido amplificadores de frecuencia intermedia funcionando alrededor de 500 kc/s. Por consiguiente, para recibir una frecuencia de 2 Mc/s, el oscilador local podría, por ejemplo, haberse sintonizado a 1,5 Mc/s, de forma que el *cambiador de frecuencia*, en cuyo circuito se mezclan las señales, podría tener una componente de corriente de salida a la frecuencia intermedia.

Uno de los cambiadores de frecuencia o mezcladores más sencillos es el circuito conversor de un solo transistor de la figura 79.

La carga del colector, T_1, de este amplificador de base común se sintoniza a la frecuencia intermedia. El transistor actúa como un oscilador

Hartley[1] cuya frecuencia está determinada principalmente por L_1 y C_1. C_3 proporciona adaptación de entrada y C_2 y L_2 están sintonizados a la frecuencia intermedia. Ya que el circuito oscilador no puede aquí aislarse fácilmente del circuito de señal, puede resultar un tirón del oscilador y una intermodulación de la señal. El tirón del oscilador puede reducirse mediante C.A.G.

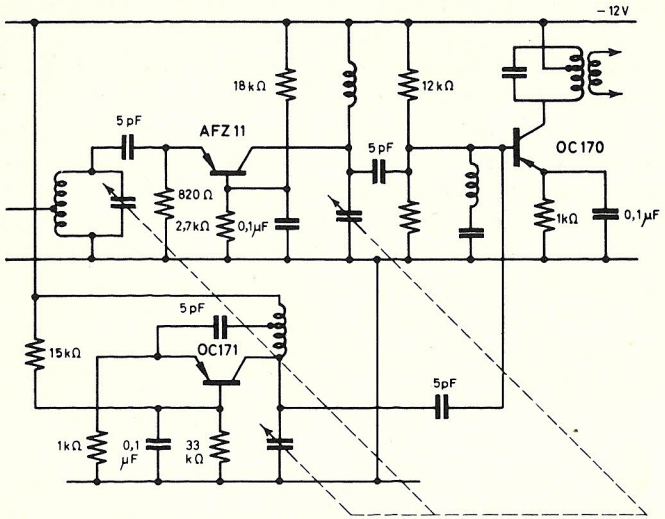


FIGURA 80

Si se usa C.A.G. directo, y su uso se hace cada día más corriente, el nivel de sobrecarga de la etapa crece. Ahora bien, es bien sabido que la intermodulación ocurre en las condiciones de sobrecarga con entrada no lineal. Por consiguiente, el C.A.G. directo reduce también la intermodulación.

La figura 80 muestra un circuito que es apropiado para utilizarlo a 100 Mc/s y donde los circuitos de la señal y del oscilador se han aislado cuidadosamente.

El amplificador de R.F., funciona en la modalidad de base común que da alta ganancia a frecuencias altas. El oscilador local es un circuito separado, acoplado sólo por una pequeña capacitancia al circuito de base del cambiador de frecuencia. Esto proporciona un alto grado de aislamiento para el oscilador, de modo que el tirón de frecuencia se reduce mucho. En general, los circuitos de tal complejidad no son necesarios a frecuencias más bajas, del orden de 1 Mc/s. Solamente cuando la frecuencia del oscilador se acerca a la de la señal son necesarias estas medidas.

[1] Véase capítulo 9.

Conductancia de conversión

La conductancia de conversión de un cambiador de frecuencia, g_c, puede definirse como la relación entre la componente de la corriente alterna del colector en cortocircuito a la frecuencia intermedia, i_2, y la componente de la tensión alterna de entrada a la frecuencia de la señal, v_1, es decir,

$$g_c = i_2/v_1 \tag{5.3}$$

Ahora bien, si en la figura 19 la reactancia de la capacitancia $c_{b'c}$ es alta a la frecuencia de trabajo y las resistencias $r_{b'c}$ y r_{ce} son altas comparadas con los valores de otros componentes, y la reactancia de $C_{b'e}$ es baja comparada con la resistencia de $r_{b'e}$ (véase tabla 8), entonces la figura puede simplificarse tal como se ve en la figura 81.

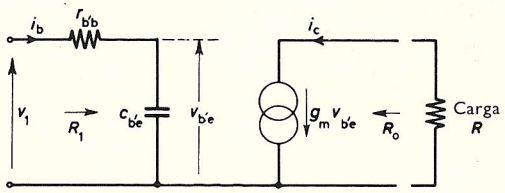


FIGURA 81

Debe recordarse que la salida del amplificador está a la frecuencia intermedia y que la entrada está en efecto cortocircuitada para esta frecuencia. La etapa puede considerarse entonces como unilateralizada. Exceptuando este punto, la siguiente discusión es bastante general.

De la figura 81, obtenemos

$$v_1/i_b = R_1 = r_{b'b} - j/c_{b'e}\omega \tag{5.4}$$

y

$$i_c = g_m v_{b'e} \tag{5.5}$$

Por consiguiente

$$\frac{i_c i_b}{v_1} = \frac{g_m v_{b'e} c_{b'e} \omega}{r_{b'b} c_{b'e} \omega - j} \tag{5.6}$$

Partiendo de la figura 81

$$i_b = j v_{b'e} c_{b'e} \omega \tag{5.7}$$

De las ecuaciones (5.6) y (5.7)

$$i_c/v_1 = \frac{g_m}{1 + j r_{b'b} c_{b'e} \omega} \tag{5.8}$$

y de las ecuaciones (5.5) y (5.7)

$$i_c/i_b = \frac{g_m}{jc_{b'e}\,\omega} = a' \qquad (5.9)$$

Ahora bien, para valores pequeños de la corriente del emisor, I_e

$$g_m \doteqdot I_e/25$$

Por tanto, de (5.9)

$$c_{b'e} \doteqdot g_m/j\omega a'$$

Por tanto, en la ecuación (5.8), $c_{b'e}$ y g_m son funciones de I_e, y sustituyendo i_2 por i_c puede verse que g_m es una función de I_e. Si ahora I_e varía a la frecuencia del oscilador, la conductancia de conversión que resulta es también debida a la variación de la transconductancia a esta frecuencia.

Por tanto, de la ecuación (5.8)

$$g_c = \frac{g_m}{1 + jr_{b'b}\,c_{b'e}\,\omega} = g(t)$$

Ahora, la ganancia de potencia de conversión, a_w, es la relación entre la potencia de salida a F.I. y la potencia de entrada a R.F., y, si la figura 81 representa un conversor de frecuencia, a_w viene dada por la ecuación (5.10)

$$a_w = \left(\frac{i_2 R_o}{R_o + R}\right)^2 RR_1/v_1^2$$

$$a_w = \left(\frac{g_c R_o}{R_o + R}\right)^2 RR_1 \qquad (5.10)$$

en donde R_o es la impedancia de salida a F.I., y R_1 es la impedancia de entrada a R.F.

Problemas

1. Una etapa de amplificador sintonizado tiene una impedancia de salida de 90 kilohmios y una impedancia de entrada de 2,5 kilohmios. Los componentes de la realimentación interna en serie son 200 ohmios y 12 pF. Dibujar el circuito equivalente que muestre la realimentación desde el secundario del transformador del colector, poniendo los valores de los componentes donde sea posible.

2. Dibujar un circuito equivalente híbrido π para un transistor aleado y dar una base física de los elementos del circuito. Explicar cómo se puede usar este circuito en los amplificadores sintonizados.

3. Comprobar las aproximaciones para C_3 y R_3 dadas en este capítulo. ¿En qué grado de seguridad puede confiarse *a*) a 10 kc/s, *b*) a 1 Mc/s y *c*) a 20 Mc/s? Suponer que las otras características del transistor son las sugeridas al principio de este capítulo.

4. Construir un circuito equivalente basado en los parámetros T, pero conteniendo tantos elementos resistivos como reactivos y utilizarlo para explicar cómo la realimentación en la modalidad de base común puede conducir a una oscilación.

5. Explicar cómo pueden proyectarse los amplificadores selectivos que utilizan filtros cerámicos como elementos resonantes.
   a) ¿Cuáles son sus principales ventajas?
   b) ¿Qué medida de estabilidad de frecuencia se podría esperar de estos filtros?
   c) ¿Para qué intervalo de frecuencias podría esperarse que estos filtros fuesen aprovechables? Dar las razones.

6. Resumir los problemas asociados al proyecto de amplificadores sintonizados a altas frecuencias. Explicar por qué el proyecto de este tipo de amplificador se lleva a cabo usando a menudo los parámetros Y. Dibujar un circuito equivalente de parámetro Y, poniendo los valores de los componentes reales e imaginarios de los elementos.

7. Contrastar el diseño de *finales frontales* para los sintonizadores de frecuencia modulada con los receptores caseros de onda media.

BIBLIOGRAFIA

CRAWFORD: Piezoelectric Ceramic Transformers and Filters, *J. Brit. I.R.E.*, **21,** 353, 1961.

DUNCAN: Mismatch Design of Transistor I.F. Amplifiers, *Proc. I.R.E (Aust)*, **23,** 147, 1962.

JANNSON: High Amplification Using Junction Transistors, *Mullard Tech. Comm.*, **26,** 174, 1957.

JONES: Transistor I.F. Amplifiers Using Double Tuned Coupling Transformers, *Mullard Tech. Comm.*, **47,** 259, 1961.

CAPITULO

6

Amplificadores de potencia

Un amplificador de potencia de transistores puede definirse como un amplificador de transistor en el que se exige una ganancia de potencia alta, tan distinta de una ganancia de tensión o sólo de corriente, convirtiendo la potencia continua de las fuentes de alimentación en potencia alterna entregada a una carga. Las etapas de potencia trabajan frecuentemente a corrientes de colector altas. Se ha visto ya que ciertos amplificadores de pequeña señal tienen a menudo ganancias de potencia altas [1]. En el caso que nos ocupa, solamente se considerarán amplificadores de gran señal. Es importante recordar que los parámetros de pequeña señal no se aplican corrientemente con funcionamiento de señal grande. Se supondrá aquí que se emplean los parámetros de gran señal apropiados.

Las etapas de potencia pueden trabajar en clase A o en clase B, o para el servicio de interrupción en una clase C extrema que se conoce algunas veces como clase S. El uso de estos términos se hará evidente cuando se examinen los amplificadores prácticos. Los amplificadores de interrupción se considerarán en el capítulo 10.

Etapa en clase A

La figura 82 ilustra algunas de las limitaciones en el funcionamiento de un amplificador de potencia. La descarga disruptiva debe evitarse, tanto entre colector y emisor como entre colector y base y, asimismo, no debe ser excesiva la disipación de potencia en el seno del transistor. La disipación máxima de potencia que puede permitirse dependerá de la

[1] Véase página 42.

resistividad de las capas, del tipo de transistor (por ejemplo, una construcción de micro-aleación es probable que disipe, con seguridad, menos potencia que un epitaxial plano que tenga el mínimo volumen de semiconductor) y del método de instalación del transistor para retirar de él el calor y cederlo al aire que lo rodea.

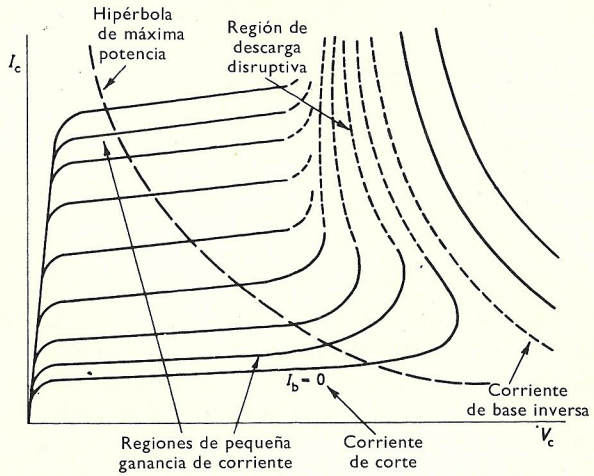


FIGURA 82

A valores altos de la corriente de colector, la ganancia de corriente debe de evitarse si el transistor se usa como amplificador lineal. También, y para evitar la distorsión, no debe permitirse el enclavamiento [1]. Es decir, el transistor no debe gastar tanto que la tensión a través de él haya caído a un valor de saturación muy bajo. Cuando un transistor se ha enclavado, su ganancia de corriente será extremadamente pequeña. La ganancia de corriente puede ser también pequeña para valores bajos de la corriente de base. La disipación máxima de potencia que permite el fabricante, $P_{máx}$, puede estar indicada en las características de salida, ya que viene dada por $I_c V_c = P_{máx}$. Esta es la hipérbola de máxima potencia de la figura 82.

La figura 83 muestra un sencillo amplificador clase A y sus correspondientes líneas de carga. Una línea de carga es el lugar geométrico de

[1] El enclavamiento («bottoming») da a entender que el potencial colector-emisor se ha hecho extremadamente pequeño, del orden de 200 mV, y que la corriente de colector está limitada por la resistencia del circuito exterior. Por otra parte la saturación implica rigurosamente que la corriente de colector ha alcanzado un valor máximo, determinado por el transistor y que no puede aumentarse por un aumento posterior en la corriente de base cualquiera que sea el valor de la resistencia externa. En este sentido, los transistores no se saturan fácilmente (mientras que esto sí ocurre en la emisión de una válvula de filamento de tungsteno). No obstante, aquí, y siguiendo el uso corriente, las expresiones *enclavamiento* y *saturación* se consideran sinónimas.

los puntos en la característica de salida que satisface las condiciones $I_c - V_c$ para el transistor trabajando con una carga conocida. Aquí supondremos que V_c y I_c se mantienen en fase y que el lugar geométrico es una línea recta. La línea de carga de corriente alterna debe tocar la parábola límite

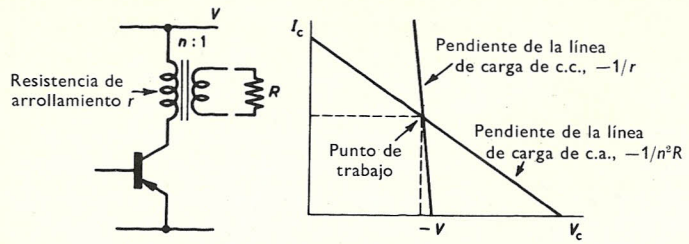


FIGURA 83

de la figura 82 para potencia máxima, pero la oscilación debe estar restringida a estar dentro de las regiones límites que se han descrito y que pueden ser las apropiadas en la aplicación particular para la que se ha pensado la etapa de potencia. Incrementos iguales de I_b deben cortar intercepciones iguales en la línea de carga.

Así, pues, una etapa clase A debe funcionar en la parte relativamente

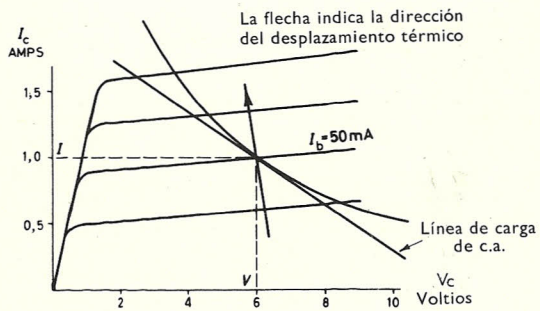


FIGURA 84

lineal de la característica, mientras que para el servicio de interrupción las condiciones no serían tan severas.

La figura 84 muestra una característica de salida típica con la hipérbola de máxima potencia y una línea de carga típica superpuesta.

Si en la figura la corriente media es I y la tensión media es V, entonces la potencia de c.c. suministrada es $V \times I$. Para hallar la máxima eficiencia posible, supondremos que se emplea toda la longitud de la línea de carga. Esto puede ser cierto aproximadamente, en particular con los transistores epitaxiales de silicio, donde la linealidad de la ganancia de corriente se

mantiene a valores altos de corriente de colector y en donde la tensión de enclavamiento es baja. En estas condiciones la corriente alterna eficaz máxima es $I/\sqrt{2}$ y la tensión alterna eficaz máxima es $V/\sqrt{2}$. Así, la potencia alterna entregada a la carga es $1/2\ VI$, dando una eficiencia máxima del 50 %. Esto significa que la máxima potencia entregada a la carga es igual a la potencia media disipada en el transistor. Puede verse por la figura 84 que la batería suministra 6 W para 3 W de potencia de salida.

Ahora, la corriente media de colector es 1 A y la característica muestra que una corriente de base media de 50 mA se necesita para producir esto. La corriente de base de la señal para dar la máxima oscilación de la corriente de colector es $50/\sqrt{2}$ mA, valor eficaz. También, para una variación en la corriente de base de 10 mA, la variación correspondiente en la tensión base-emisor podría encontrarse, a partir de las características de entrada del transistor, que vale 40 mV, y la impedancia de entrada es, por tanto, 4 ohmios.

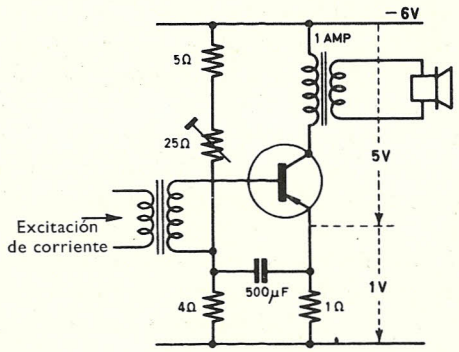


FIGURA 85

Con una impedancia de entrada tan baja como ésta existe también el problema de la excitación que necesita la etapa. La ganancia de potencia de este amplificador puede ahora calcularse, puesto que se necesitan 5×10^{-3} W a la entrada para obtener una salida de 3 W. Esta es una ganancia de unos 28 dB.

La figura 85 muestra el circuito de un amplificador clase A típico. Se verá que, para obtener un valor de k, el factor de estabilidad térmica, bajo, y para mantener el nivel de polarización previo a la señal constante al aplicar ésta, se necesita una corriente alta del divisor de tensión. El transformador de entrada se conecta de manera que la red de polarización no derive la entrada. Con un valor tan bajo de la resistencia de emisor, se hace muy difícil desacoplarlo adecuadamente. (A la frecuencia en uso más baja, este condensador debiera tener una reactancia un orden de magnitud

menor que la resistencia que deriva.) Esta resistencia debe ser de bajo valor a causa de la alta corriente de emisor y por otra parte se incluye con frecuencia para que el circuito tenga una ganancia razonable.

Las altas corrientes de emisor y disipaciones en los amplificadores de potencia significan que estas etapas funcionan a menudo a temperaturas de capa máximas o próximas (75-100 °C para el germanio y 150-200 °C para el silicio). La estabilidad térmica es muy importante porque la elevación de temperatura que produce un aumento en la corriente de fuga y el consiguiente aumento adicional de temperatura, puede dar por resultado una huida térmica, destruyendo las capas y evitando el funcionamiento posterior del transistor. En el caso de los amplificadores de pequeña señal, aun cuando el transistor gastase mucho, la carga del colector limita tanto la corriente de colector que, aunque la amplificación lineal fuese evitada por el exceso de corriente de fuga, el transistor no sería destruido y las capas no alcanzarían nunca su máxima temperatura de funcionamiento. Se puede demostrar matemáticamente que la condición limitante para esta *válvula de seguridad incorporada* es que, cuando el transistor es fuertemente conductor, el potencial colector-emisor cae a lo sumo hasta la mitad de la tensión de alimentación. Con los amplificadores de potencia esto ocurre raras veces, ya que sus cargas tienen corrientemente muy baja resistencia a la corriente continua. Por tanto, hay que tener cuidado con el diseño de circuitos de polarización y con la disipación adecuada del calor (principalmente la de la capa del colector) por medio de un sumidero de calor.

En la figura 85, el símbolo que se usa para el transistor está pensado para indicar que el colector está en contacto directo eléctrico y térmico con la funda en la que está encapsulado. Esto es casi una práctica universal en los transistores de potencia.

Ls siguiente sección sobre disipación de calor se aplica a todos los tipos de amplificadores de potencia.

Sumideros de calor

Si la temperatura de la capa es T_j y la temperatura ambiente es T_{amb} entonces $T_j - T_{amb} = p_c\theta$, donde $p_c = V_{ce} I_c + V_{be} I_b$. El segundo término es pequeño y puede a menudo despreciarse.

Aquí p_c es la disipación del colector y θ es la resistencia térmica total medida en grados centígrados por vatio. Esta ecuación térmica se considera con frecuencia análoga a la ley de Ohm, ya que las resistencias térmicas, en serie y en paralelo, pueden manejarse de manera similar a las resistencias eléctricas al calcular la resistencia térmica total. Así, la resistencia térmica total entre la capa y el aire circundante puede dividirse en resistencias, por ejemplo, entre la oblea del semiconductor y el brochal, a través del brochal, y la resistencia desde el brochal al sumidero de calor. Algunas de

estas resistencias están bajo el control del fabricante de transistores y otras bajo el control del proyectista del circuito. Sabiendo la temperatura ambiente máxima que puede esperarse y la temperatura máxima permisible de la capa, el proyectista puede hallar la resistencia térmica que no debe de sobrepasar. Después, él debe de hacer esto compatible con las exigencias del circuito.

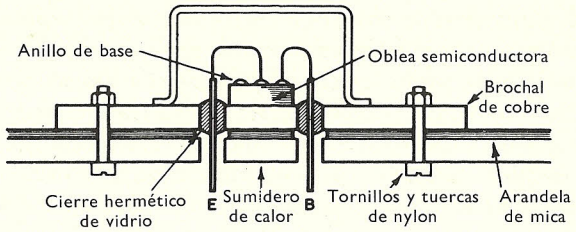


FIGURA 86

Es importante que la temperatura máxima permisible no sea excedida, debido a oleadas accidentales o durante el funcionamiento con impulsos.

El resultado de esta disipación en exceso puede ser catastrófico, inmediatamente, o puede producir un deterioramiento gradual en el funcionamiento del transistor. El aumento de la corriente de fuga producido de esta forma puede, por ejemplo, dar por resultado una posible huida térmica. La reducción en la ganancia de corriente puede ser debida también a una temperatura excesiva de la capa.

Las figuras 86 y 87 ilustran algunas de las resistencias térmicas a que se ha hecho ya referencia. En la figura 86, el corte de un transistor de po-

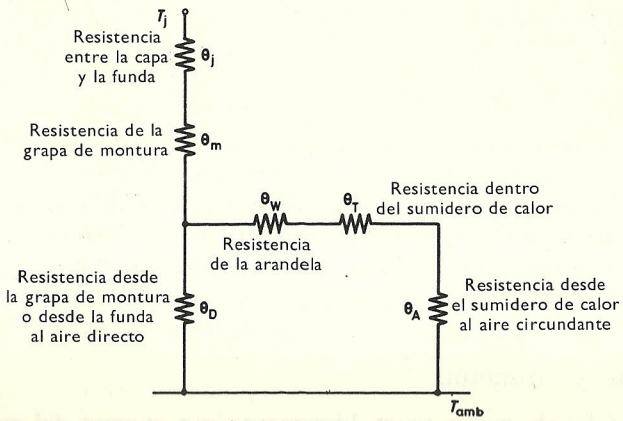


FIGURA 87

tencia típico muestra los caminos del calor y en la figura 87 están puestos éstos en una forma eléctrica análoga.

La eficacia de un sumidero de calor depende de varios factores que se considerarán ahora.

Conductividad térmica del metal

Esta es sólo importante para una disipación alta de potencia, cuando se debe de utilizar cobre. El aluminio es mejor conductor que el acero y, por consiguiente, se prefiere muy a menudo. Si, no obstante, se exigen grandes sumideros de calor al diseñar un amplificador de potencia puede ser conveniente que éstos formen la caja del instrumento cuando puede ser ventajoso emplear acero por su solidez. Los transistores pueden fijarse en depresiones formadas al prensar el metal. Hay que cuidar de que, al prensar el metal, éste no sea más delgado en las depresiones.

Espesor del metal

Con tal de que el metal no sea muy delgado, por ejemplo, no inferior a 1/16″, esto es de una importancia relativa menor que algunos de los otros factores, pero, si el metal es muy delgado (como puede ser el caso en los tableros de circuitos impresos), no se tiene un sumidero de calor muy eficaz.

Area de la superficie

Este es un factor muy importante ya que es en parte responsable de θ_A, la resistencia desde el sumidero de calor al aire circundante. Esta resistencia se debe corrientemente tanto a la convección como a la radiación desde el sumidero de calor.

Condiciones de superficie

La eficacia del sumidero de calor se aumenta mucho ennegreciendo la superficie, ya que las superficies negras mate son buenas radiadoras de calor. La radiación es proporcional al poder emisor de la superficie. Algunos poderes emisivos relativos típicos son el aluminio pulimentado (0,05-0,1), cobre limpio (0,15), acero (0,7), aluminio anodizado (0,76), pintura negra mate (0,9-0,95).

Orientación y situación

El aire debe de poder pasar libremente por encima del sumidero de calor. Debe de estar blindado respecto a otras fuentes de calor. Los sumideros de calor deben estar montados de tal forma que ayuden a la refrigeración mediante la convección del aire. La convección forzada puede necesitarse en la disipación de potencias elevadas.

Pinzas de montaje

Los transistores pueden unirse a un sumidero de calor por medio de pinzas de montaje o por arandelas. Se usan arandelas conductoras de plomo y arandelas aislantes de mica, pero es preferible un sumidero de calor aislado a usar arandelas. Las arandelas de plomo se usan para hacer un contacto térmico bueno entre el sumidero de calor y el transistor, mientras que las arandelas de mica se usan cuando la funda del transistor (frecuentemente en contacto eléctrico con el colector) debe estar aislada del sumidero de calor a la vez que permaneciendo en contacto térmico. A altas frecuencias, el uso de arandelas de mica es particularmente indeseable, ya que pueden formar una capacidad no deseada entre el brochal (y el colector) y el sumidero de calor.

Cavidades

Debe evitarse la existencia de cavidades. Deben eliminarse las rebabas del metal del sumidero de calor y puede aplicarse grasa de silicona a la superficie inferior del transistor. Con la presencia de cavidades pueden ocurrir puntos calientes y en todo caso las resistencias térmicas estarán por encima de las calculadas.

Daremos un ejemplo para ilustrar estos principios.

Ejemplo. Un transistor de potencia puede disipar 14 W y tiene una temperatura máxima de capa, T_j, de 150 °C. El análogo de la figura 87 se pone aquí en una tabla, para este transistor. Podemos ahora hacer una comparación para hallar la temperatura ambiente máxima permisible, de forma que la temperatura máxima de la capa no se sobrepase.

Resistencia térmica entre funda y capa, θ_j	1,8 °C/W
de la arandela de mica, θ_w	1,7 °C/W
de un sumidero de calor de aluminio ennegrecido de 9″ cuadradas de superficie, θ_A	5,6 °C/W
de un sumidero de calor similar de aluminio pulido, θ_A	8,1 °C/W
desde la funda del transistor al aire directo, θ_D	30,0 °C/W

a) *Sumidero de calor pulimentado*

1. Con arandela

Resistencia térmica total, $\theta = 1{,}8 \dfrac{30 \times 9{,}8}{39{,}8} = 9{,}1\ ^{o}C/W$

$$150 - T_{amb} = 14 \times 9{,}1$$

Por tanto,

$$T_{amb} = 22{,}6\ ^{o}C \text{ máxima.}$$

2. Sin arandela

Resistencia térmica total, $\theta = 1{,}8 + \dfrac{30 \times 8{,}1}{38{,}1} = 8{,}1\ ^{o}C/W$

$$150 - T_{amb} = 14 \times 8{,}1$$

Por consiguiente,

$$T_{amb} = 36{,}6\ ^{o}C \text{ máxima.}$$

b) *Sumidero de calor ennegrecido*

1. Con arandela,

Resistencia térmica total, $\theta = 1{,}8 + \dfrac{30 \times 7{,}3}{37{,}3} = 7{,}8\ ^{o}C/W$

$$150 - T_{amb} = 14 \times 7{,}8$$

Por tanto,

$$T_{amb} = 40{,}8\ ^{o}C \text{ máxima}$$

2. Sin arandela,

Resistencia térmica total, $\theta = 1{,}8 + \dfrac{30 \times 5{,}6}{35{,}6} = 6{,}5\ ^{o}C/W$

$$150 - T_{amb} = 14 \times 6{,}5.$$

Por tanto,

$$T_{amb} = 59\ ^{o}C \text{ máxima.}$$

De estos cuatro cálculos, en la práctica y en ausencia de refrigeración forzada por aire, solamente el último de ellos sería probablemente adecuado para la mayoría de las aplicaciones. Los fabricantes publican datos de sumideros de calor para sus productos o bien fórmulas para poder relacionar el tamaño mínimo del sumidero de calor con una disipación en particular. Tal curva, aplicable al ejemplo ya tratado, se muestra en la figura 88.

La dificultad de disipar el calor generado en el seno del transistor y el 50 % de eficiencia de funcionamiento, sugieren que la clase A es un método de funcionamiento ruinoso. Una forma de abordar este problema

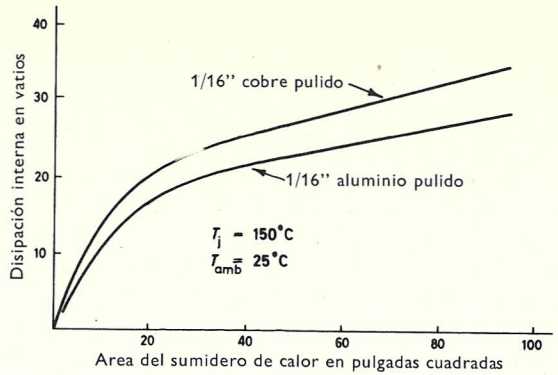


FIGURA 88

es usar sumideros de calor de aletas múltiples y, otro, usar funcionamiento en clase B. Las dos técnicas se tendrán en cuenta aquí.

Sumideros de calor de aletas múltiples

La resistencia, θ_A, puede considerarse como debida a dos resistencias en paralelo, una de las cuales es función de la radiación procedente de la superficie del sumidero y la otra debida a la convección del aire circundante. Si éstas se denominan θ_R y θ_C respectivamente, pueden sumarse por la ley de los inversos. θ_R es función del poder emisivo de la superficie y es de importancia, excepto donde se emplea refrigeración forzada de aire, cuando θ_C llega a ser lo suficientemente pequeña como para ser el factor determinante en θ_A. θ_C depende de la forma y de la superficie del sumidero de calor. Para la refrigeración por aire forzado, θ_A viene dada por $A^{2/3}V^{1/2}\theta_A =$ constante. V es la velocidad del flujo de aire y A la superficie expuesta del sumidero de calor.

Cuando se usan aletas múltiples (sin refrigeración por aire forzado) θ_R es corrientemente mayor que θ_C, ya que la radiación está blindada por las aletas adyacentes. θ_R puede considerarse que está dividida por un factor de blindaje, F, que en la práctica varía entre 0,1 y 1,0. Por ejemplo, para un apilamiento de sumideros de calor cuadrados de 4 pulgadas de lado, $F = 0{,}1$ cuando las aletas están separadas 0,2″ y $F = 0{,}4$ cuando están separadas 1,2″. La resistencia de radiación de este sumidero de calor podría ser, si estuviese ennegrecido, 9 °C/W. Si su resistencia por convección fuese también 9 °C/W, la cual es un valor probable para una aleta de aluminio, esto da un valor para θ_A de 4,5 °C/W. Partiendo de datos de esta clase y de un conocimiento del factor de blindaje, pueden proyectarse sumideros de calor de aletas múltiples.

Tensiones máximas

Ocurre a menudo que la tensión que puede permitirse a través de la capa base-colector es alrededor de 25 % mayor que la existente entre el emisor y el colector cuando la base está en circuito abierto. Estas tensiones de ruptura se deben a la multiplicación por avalancha que hacen que α tienda a la unidad a tensiones altas del colector. La tendencia correspondiente de α' para crecer hasta infinito es la responsable del límite inferior de V_{ce}[1]. El valor que el fabricante da para $V_{ce\text{-}máx}$ debe de observarse para etapas clase A aunque puede aumentarse un poco, dependiendo de la estabilidad del circuito. El valor dado para $V_{cb\text{-}máx}$ puede usarse para etapas de emisor común, donde la totalidad de la tensión se aplica sólo cuando la capa base-emisor está con polarización inversa. Este es el caso de muchos circuitos interruptores y para algunas de las etapas clase B que siguen, siempre con tal de que no esté complicado el proyecto por una capa que sea predominantemente inductiva.

Si los transistores de potencia trabajan pasados estos límites, en la modalidad por avalancha, un problema adicional es que la resistencia térmica del propio transistor es mayor que cuando se usa del modo normal. Esto se debe a una concentración de la corriente cercana al emisor, de forma que el material semiconductor está desigualmente calentado. Esto se aplica al caso de amplificadores de impulsos que trabajan a alta tensión.

Cálculo de la potencia de salida

Partiendo de las características de salida y de la línea de carga dibujada sobre ellas, puede hallarse la oscilación pico, V_p. Tenemos que $V_p = V - V_{mín}$, donde V es la tensión de alimentación y $V_{mín}$ es la tensión de rodilla.

Cuando el transistor no conduce, la tensión del colector oscila hacia la tensión de descarga, V_{ba}. ($V_{ce\text{-}máx}$ no se usa aquí ya que este tratamiento es enteramente independiente de la configuración empleada).

Entonces, para evitar el funcionamiento en la región de avalancha

$$1/2(V_{ba} - V_{mín}) \geqq V - V_{mín} \quad \text{(es decir, mayor que } V_p\text{)}$$

La potencia máxima de salida

$$= (\text{tensión eficaz de salida})^2/\text{carga} = V_p^2/2\,R_L$$

$$= (V_{ba} - V_{mín})^2/8\,R_L \tag{6.1}$$

Así, la potencia máxima puede calcularse para un transistor dado en un sumidero de calor adecuado haciendo uso de la ecuación (6.1). Estos

[1] Véase figura 82.

cálculos se aplican tanto a bajas como a altas frecuencias y, por consiguiente, se usan en el proyecto de amplificadores de potencia tanto audio como de radio-frecuencia.

Etapas clase B

El principal inconveniente de los amplificadores de potencia clase A era la alta disipación en vacío. Esto puede solucionarse por el funcionamiento en clase B pero, según es bien sabido, en los amplificadores audio debe usarse también el trabajo en contrafase *(push-pull)* para eliminar la indeseable distorsión que de otra forma resultaría.

Eficiencia de clase B

Sea i la corriente instantánea, y sea p la correspondiente disipación interna instantánea, donde

$$p = E_c i - i^2 R = E_c i(1 - iR/E_c) = E_c i(1 - i/I)$$

Entonces poniendo $i = I_p$ sen ωt, la potencia, P, entregada por un transistor viene dada por

$$P = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} E_c I_p \text{ sen } \omega t \left(1 - \frac{I_p}{I} \text{ sen } \omega t\right) \mathrm{d}\omega t$$

$$= E_c I_p \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\,\frac{I_p}{I}\right) \tag{6.2}$$

Pero para señal máxima, $I_p = I$ y $P = E_c I(1/\pi - 1/4)$.

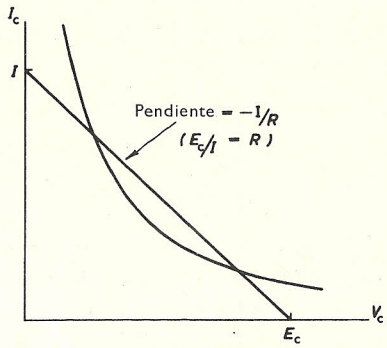


FIGURA 89

También, la potencia entregada a la carga por un transistor en estas condiciones es

$$1/2 \times E_c/\sqrt{2} \times I/\sqrt{2} = 1/4\,E_c I \tag{6.3}$$

Por tanto, la eficiencia (= potencia entregada ÷ potencia total)

$$= 100 \times 1/4 \times \pi \,\% = 78{,}5 \,\%.$$

La disipación interna máxima se halla diferenciando la ecuación (6.2) e igualando a cero

$$\frac{\partial P}{\partial I_p} = E_c/\pi - \tfrac{1}{2} E_c I_p/I$$
$$= 0 \quad \text{donde} \quad I_p = 2I/\pi$$

Substituyendo este valor en la ecuación (6.2) da la disipación máxima:

$$P_{máx} = \frac{2E_c I}{\pi}(1/\pi - 1/2\pi)$$
$$= E_c I/\pi^2 \doteqdot \tfrac{1}{10} E_c I \quad \text{(en cada transistor)} \qquad (6.4)$$

Por consiguiente, la potencia útil entregada [de las ecuaciones (6.3) y (6.4)] es aproximadamente 10/4 multiplicado por (o 250 %) la disipación interna total máxima, o cinco veces la de un transistor. Sin embargo, debido a que la tensión de saturación del transistor no es cero, en la práctica se obtienen eficiencias algo menores que ésta.

Las ventajas de la alta eficiencia y el consiguientemente menor gasto de batería que con la clase A, nos lleva al uso de los amplificadores clase B. Debe recordarse, sin embargo, que las exigencias de regulación sobre las fuentes de alimentación serán mayores que para una etapa clase A, debido a las oscilaciones de corriente extremas que tienen lugar.

Etapa de emisor común clase B

Refiriéndonos al circuito de la figura 90, si los transistores trabajan por encima de la oscilación máxima posible, la tensión inversa de pico es igual al doble de la tensión continua de alimentación. Por tanto, se

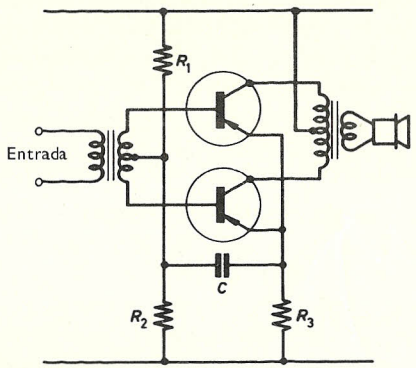


FIGURA 90

escogen primeramente el sumidero de calor y el transistor para una disipación interna máxima dada y luego se escoge la tensión de alimentación, de modo que no sea superior a la mitad de la tensión de descarga. Aquí, el valor que se usa para $V_{cb-máx}$ es el que da el fabricante, pero con un factor de seguridad debido a la polarización directa que se suministra. Si se trabaja con funcionamiento ideal en clase B, la no linealidad de las características a bajas corrientes del colector producirían distorsión cruzada de la señal de salida. R_1, R_2 y R_3 en la figura 90 se escogen para polarizar el transistor suficientemente en la región conductora para evitar esta distorsión, necesitándose C como condensador de paso.

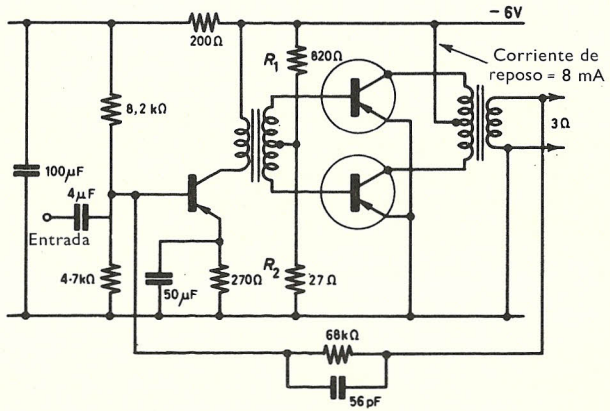


FIGURA 91

Si la tensión de alimentación baja, como en el caso de una batería parcialmente gastada, la distorsión cruzada empeora y puede, en los amplificadores excitados por batería, causar el final útil de la vida de la batería, por la cuantía de la distorsión que se puede tolerar. En un amplificador proyectado para entregar 1 W de potencia las corrientes en vacío del colector típicas serían 3-10 mA.

Han de preferirse siempre los transistores adaptados de modo que cada transistor tenga igual excitación y no haya un flujo resultante de corriente continua en el transformador de salida. Esto también mantiene baja la distorsión por armónicos pares. Frecuentemente los proyectos de este tipo usan realimentación negativa. El mostrado en la figura 91 reduce la ganancia en 6 dB a 400 c/s. El cambio de fase a audiofrecuencias elevadas tiende a hacer que la realimentación sea inefectiva por encima de unos 5 kc/s. La cuantía de la realimentación se aumenta, por consiguiente, por el condensador de 56 pF a altas frecuencias, de forma tal que la ganancia del amplificador se reduce mucho y se evita, por tanto, la distorsión a altas frecuencias.

El otro método de realimentación es usar resistencias de emisor según muestra la figura 92. Este método es corriente a altas potencias, donde el fin primero de las resistencias es limitar la corriente de emisor y prevenir así una huida térmica destructora. Esto es importante en los amplificadores clase B de final único, tal como el de la figura 92. Puede verse que no se necesita transformador de salida, con el consiguiente ahorro económico, pero el transformador de excitación tiene dos secundarios y, para igual excitación, estos secundarios deben tener arrollamiento bifilar.

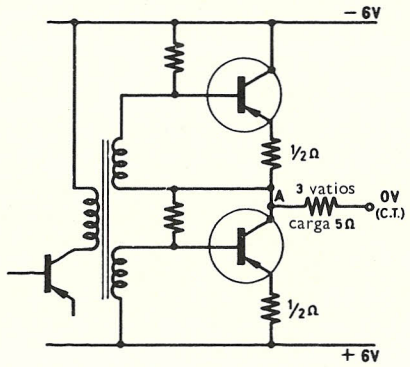


FIGURA 92

Si los transistores están bien adaptados, no habrá corriente continua a través de la carga y los inconvenientes del excitador bifilar y las fuentes de alimentación en derivación están compensados por las ventajas del bajo costo y el evitar la distorsión inherente a un transformador de salida.

Este tipo de circuito sugiere el uso de etapas en las que no se usan en absoluto transformadores. Esta idea se desarrollará más adelante en este capítulo.

La potencia máxima de salida puede estimarse fácilmente en una etapa de esta clase, pues los transistores de salida pueden considerarse como la causa de que el punto A de la figura oscile entre más 6 V y menos 6 V. Si se supone que el potencial en A tiene una onda de forma sinusoidal, entonces, la tensión eficaz de salida es $6/\sqrt{2}$. La potencia disponible en una carga de 5 ohmios es, por consiguiente, 3,6 W. En la práctica puede obtenerse un valor algo más bajo. Este análisis da máxima potencia para *cualquier* transistor conectado en esta forma con estas alimentaciones, una excitación suficiente y una carga de 5 ohmios.

Etapas de base común y colector común

Las etapas de base común necesitan una excitación de corriente elevada ($\alpha \doteqdot 1$ da ganancia de corriente pequeña) y las etapas de colector común requieren excitación de alta tensión ya que tienen una ganancia de tensión de sólo la unidad. Los amplificadores de estos tipos se usan algunas veces con fines especiales.

Proyecto de amplificadores

Ahora proyectaremos un amplificador experimental clase B capaz de entregar 2-3 W de potencia a un altavoz de 3 ohmios y funcionando con una alimentación de 14 V. Una decisión arbitraria es usar un diseño simétrico más bien que uno con final único.

El transistor debe de soportar una tensión inversa de pico de 28 V y, por tanto, esto debe influir en la elección del transistor. El circuito podría ser similar al de la figura 90.

Para evitar la distorsión cruzada se permite que circule una pequeña corriente en vacío. Una corriente demasiado grande es ruinosa y una corriente demasiado pequeña no evita la distorsión. Tres miliamperios por transistor es lo normal para transistores con una disipación interna de hasta 1 W cada uno. Los transistores se adaptan o bien se usan redes de polarización separadas para cada transistor de forma tal, que cada corriente de colector en vacío puede ajustarse a un valor predeterminado.

A continuación se examinan las características de salida de emisor común. Se construye sobre ellas una línea de carga de forma que la mitad del área del triángulo interceptado entre la línea de carga y los ejes represente la contribución a la potencia de salida de un transistor, es decir, la potencia de salida de los dos transistores es el doble de ésta y en la figura 93 viene dada por 1/2 (14-1) 4/10 = 2,6 W.

En funcionamiento en clase B, la disipación máxima es sobrepasada para una parte de cada ciclo y la disipación es inferior a la máxima para una parte del ciclo también. Es esencial que la disipación media por ciclo sea menor que la máxima permitida.

En un tratamiento más completo, la constante de tiempo térmica y el factor de estabilidad de impulso térmico son dos constantes que podrían introducirse para explicar el funcionamiento del transistor, cuando experimenta excursiones momentáneas más allá de su disipación normal. Se han mencionado aquí estos términos para indicar al lector que es posible, para este tipo de servicio, el que resulte una temperatura de capa excesiva. Aquí supondremos que la temperatura máxima de la capa no se sobrepasa.

En la figura 93 el área de los triángulos A y B = I_c pico $\times$ V_{ce} pico = = $\sqrt{2}$ (valor eficaz de I_c) $\times$ $\sqrt{2}$ (valor eficaz de V_{ce}) = 2 $\times$ salida de potencia.

La pendiente de la línea de carga es 130/4 ≒ 32 ohmios. Por tanto, la relación del transformador de salida para adaptar a una carga de 3 ohmios es $\sqrt{(32/3)} = 3{,}3 + 3{,}3 : 1$.

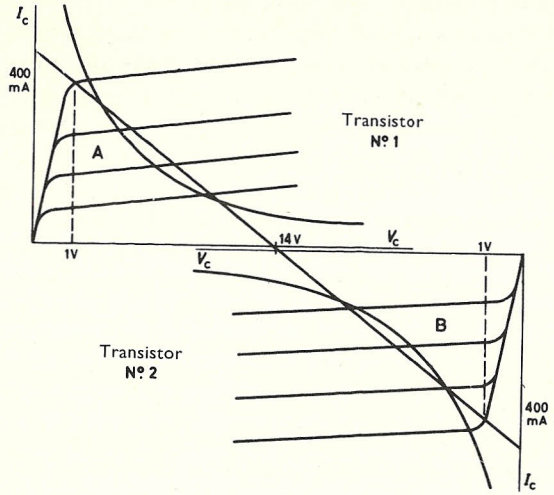


FIGURA 93

La resistencia de emisor R_3 no puede ser grande, pues de otro modo se reducirá la ganancia. Puede bobinarse con alambre de cobre o níquel para poder utilizar el alto coeficiente positivo de temperatura de estos metales y proporcionar algún grado de estabilidad. A corriente máxima, se debería tener una caída de tensión correspondiente a 1/10 de la tensión de alimentación.

Por consiguiente, $R_3 = 1{,}4/0{,}4 \doteqdot 3$ ohmios.

No sólo la corriente de fuga aumenta con la temperatura, debido a las energías térmicas que producen un aumento de la corriente intrínseca, sino que el valor de V_{be} para una corriente de colector extrínseca dada, disminuye unos 2,4 mV por grado centígrado de elevación de temperatura. La tensión emisor-base será alrededor de 150 mV para un transmisor de germanio y será casi independiente de la indicación de potencia de la etapa. Se considerarán, por consiguiente, otras formas de compensación de la temperatura que dan mejor protección contra cambios de la temperatura ambiente.

Partiendo de la característica de entrada de los transistores utilizados, se encuentra que la tensión base-emisor cambia en 50 mV para un cambio en la corriente de base de 400 μA. Por tanto, la impedancia de entrada es 125 ohmios en cada arrollamiento bifilar.

La potencia máxima de entrada y la ganancia de potencia pueden hallarse entonces para completar el proyecto.

Polarización del diodo

El otro método de estabilización de la polarización es hacer uso de un diodo de capa con polarización directa en el lugar de una de las resistencias de polarización (R_2 en la fig. 91). El ideal es usar un diodo de germanio con los transistores de potencia de germanio y uno de silicio con los transistores de silicio. En la práctica sirve a menudo el diodo de capa, más barato, de germanio. La caída de tensión en el diodo es en esencia igual a la *rodilla* de tensión de la característica de entrada. Asimismo el valor de R_1 de la figura 91 puede escogerse de forma que la corriente de polarización en vacío sea ligeramente mayor que la corriente de base pico. El diodo debe de colocarse en el mismo sumidero de calor o bien en las mismas condiciones térmicas que los transistores de salida. Ello tiende entonces a compensarlas. Cuando se usa el diodo, los cambios de temperatura que ocasionan variaciones de tensión en la caída de tensión a través del diodo y las debidas al transistor son similares, compensando así las variaciones en la característica de entrada debidas a esta causa.

La compensación de los cambios en la temperatura puede hacerse también utilizando un transistor con un alto coeficiente negativo de temperatura de resistencia, o bien una combinación de termistor y de resistencia en el circuito de emisor. Semejante combinación tiende a ser más lineal en el funcionamiento que un termistor solo. Como alternativa puede usarse una resistencia de silicio con un coeficiente de temperatura positivo como parte de la cadena que proporciona la corriente en el circuito de base.

Distorsión en las etapas clase B

a) Distorsión por armónicos pares

Esta proviene de la mala adaptación de la ganancia de corriente en los transistores de salida. Si los valores de α' están en la relación 5 : 4, se produce una distorsión por el segundo armónico mayor del 5 %, mientras que una discrepancia del 5 % en los valores de α' produce una distorsión del 1 %.

La mala adaptación de f_α produce un cambio desigual de fase en el par a altas frecuencias. Se producen tanto armónicos pares como impares. El efecto puede aminorarse en los amplificadores audio proporcionando una fuerte realimentación negativa a altas frecuencias.

El tintineo del transformador de salida o de excitación en los transistores ocasiona también, principalmente, distorsión por armónicos pares. Este efecto puede eliminarse en un amplio intervalo de frecuencias mediante un circuito *RC* en serie a través del bobinado del transformador en cuestión.

b) Distorsión por armónicos impares

Esta es más importante que la distorsión por armónicos pares en muchos amplificadores audio, ya que el oído acepta fácilmente un porcentaje pequeño de distorsión por armónicos pares. Este no es el caso con armónicos impares. Su causa principal es la falta de linealidad de la ganancia de corriente. Si el diseño especifica un tercer armónico máximo, m_3, que puede tolerarse, puede estimarse por la fórmula:

$$m_3 = \frac{(\frac{1}{2} I_c - I_c')}{(I_c + I_c')} \times 100\ \%$$

donde I_c es la corriente máxima de colector (producida por una corriente de base I_b) y I_c' es la corriente de colector correspondiente a 1/2 I_b.

Es importante también la distorsión cruzada. Se ha explicado ya que ésta se reduce polarizando directamente la etapa de potencia. La magnitud de la polarización directa es un compromiso entre la reducción de los armónicos por una parte y la economía del funcionamiento por otra.

Etapa clase B sin transformador

Puede evitarse el uso de transformadores, aunque mediante circuitos corrientemente, lo cual es más complejo que lo ya descrito. Pueden usarse etapas complementarias como una forma práctica de mantener los circuitos lo más sencillos posible. Esto se ilustra en la figura 94. Se ha explicado ya (véase pág. 138) que esto limita necesariamente la potencia que cualesquiera transistores puedan suministrar a una carga dada.

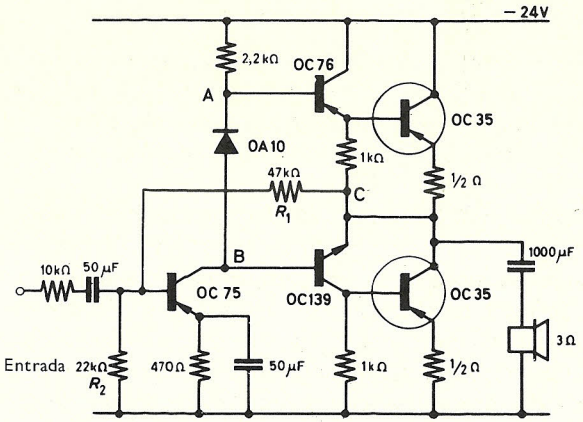


FIGURA 94

El potencial en *A* es negativo y apenas superior a 12 V para que el OC 76 esté conduciendo; el potencial en *B* es más positivo para polarizar el OC 139 *npn* y que conduzca. La corriente de vacío, de unos 6 mA, se ajusta mediante R_1 y R_2. El diodo de capas (resistencia directa alrededor de 200 ohmios) se usa (como anteriormente) para dar una estabilidad térmica adicional; en su lugar puede usarse una resistencia con una estabilidad ligeramente más pobre. Las condiciones de corriente continua se controlan mediante realimentación negativa, de forma que la corriente de polarización de la primera etapa está establecida por la tensión de salida en *C*. Se obtiene una salida de unos 100 mW del par OC 76/OC 139. Puede entregarse una potencia más alta si a la etapa de salida la sigue una etapa adicional de potencia. Esto posibilita el usar como carga un altavoz convencional de 3 ohmios.

Haciendo uso de fuentes de alimentación de 24 V la potencia de salida posible tiene un máximo teórico de 24 W en una carga de 3 ohmios. El circuito de la figura 94 puede proporcionar solamente una salida de unos 8 W para una entrada de 650 mV aproximadamente, con una distorsión total del 3 %. La corriente total de batería es de unos 800 mA en estas condiciones. Por tanto, la potencia de corriente continua de 19,2 W representa una eficiencia global del 40 %.

Puede obtenerse una mejora en el funcionamiento utilizando una etapa adicional. El circuito de la figura 95 muestra un amplificador de 10 W que tiene una distorsión total del 0,7 % a 1 kc y una respuesta a frecuencia mejorada.

En el capítulo 4 (véase fig. 63) se sugirió la posibilidad de usar un circuito en cascada para aquellos amplificadores donde era de importancia trabajar a una tensión relativamente alta. Como cabría, por consiguiente,

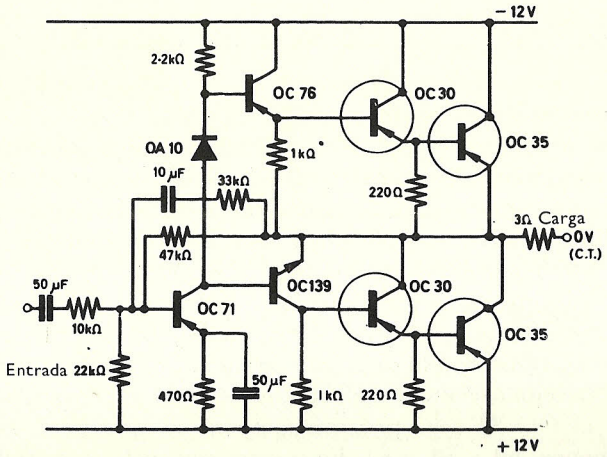


FIGURA 95

esperarse, esta clase de circuito se ha utilizado para obtener una potencia de salida alta. Ahora bien, se ha explicado que en el funcionamiento en cascada gran parte de la tensión aplicada es a través de uno de los transistores del par en cascada. Esto parecería limitar su utilidad como etapa de alta tensión, pero hay que recordar que el transistor a través del cual se aplica la alta tensión está funcionando en la modalidad de base común y, por tanto, $V_{cb-máx}$, más que $V_{ce-máx}$, es el factor limitante. Ya que el caso más frecuente es que $V_{cb-máx}$ sea un 25 % mayor que $V_{ce-máx}$, entonces, trabajando con carga constante, la potencia de salida se eleva en la proporción de $5^2 : 4^2$, es decir, por encima del 50 %.

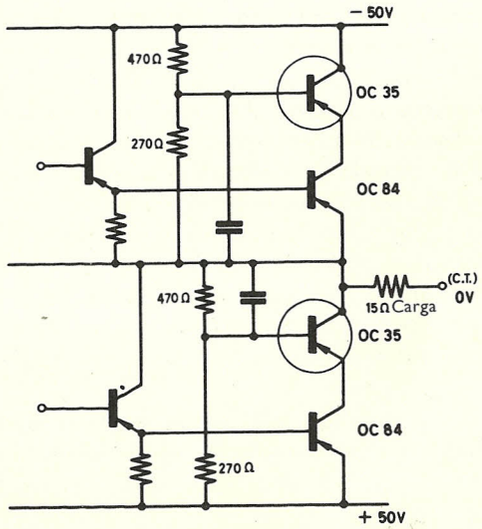


FIGURA 96

La figura 96 es típica de una etapa de salida sin transformador de esta clase. Los dos pares en cascada de esta etapa de salida clase B están excitados de forma similar a la que se acaba de describir, pero los transistores de salida son de especial interés. En este circuito la mayor parte de la tensión de alimentación está aplicada a los transistores OC 35 ($V_{cb-máx}$ = = 60 V) que trabajan en la modalidad de base común. Los transistores OC 84 deben suministrar la corriente de pico (1 amp. máx.) pero a una tensión de colector más baja. Es interesante también notar que la frecuencia de trabajo estará limitada ahora por los transistores más pequeños, ya que cada OC 84 funciona como amplificador de emisor común. Es probable que $f'\alpha$ para el OC 84 sea aproximadamente 20 kc/s (f_1 = 1 Mc/s y α' sea, por lo menos, 60 a 50 mA). Esto sería adecuado para trabajar como amplificador audio.

Problemas

1. *a*) ¿Qué se entiende por resistencia térmica cuando se aplica al diseño de sumideros de calor?

b) Un transistor de potencia tiene una resistencia de 2 °C/W entre la capa y la funda y 30 °C/W entre la funda y el aire circundante. Se necesita una arandela y tiene una resistencia de 1,5 °C/W. Si el transistor tiene que trabajar a una temperatura ambiente de 45 °C (temperatura máxima de la capa 75 °C) cuando disipa 3 W, hallar la resistencia térmica máxima que puede tolerarse y la resistencia del sumidero de calor que se necesita. [Resp. 10 °C/W, 8,3 °C/W.]

2. *a*) Un transistor de germanio puede disipar 5 W y tiene una temperatura de capa máxima de 75 °C. Hallar la temperatura ambiente máxima a la cual puede funcionar en cada uno de los casos siguientes: 1) Con una arandela de mica de 2 °C/W de resistencia en un sumidero de calor de resistencia 5 °C/W; 2) En el mismo sumidero de calor pero sin la arandela. La resistencia desde la capa a la funda es 1,8 °C/W y desde la funda del transistor al aire directo es 28 °C/W.

b) ¿A qué temperatura ambiente podría trabajar el transistor en un sumidero de calor de capacidad térmica infinita? [Resp. *a*), 1) 34,8 °C, 2) 44,8 °C; *b*) 66 °C si no se utiliza arandela.]

3. Un amplificador de potencia con transistor *pnp* tiene una ganancia de corriente de 25 y una resistencia de emisor de 0,5 ohmios. Entre la base y la línea positiva está una resistencia de 4 ohmios. Entre la base y la línea negativa hay una resistencia de 5 ohmios y un potenciómetro de 20 ohmios en serie. ¿Cómo debe restringirse el giro del potenciómetro si el factor de estabilidad térmica, *k*, no debe de exceder un quinto? [Resp. No mayor que $9\frac{2}{7}$ ohmios haciendo las aproximaciones corrientes.]

4. Demostrar que, con un amplificador con una carga resistiva, la huida térmica destructiva puede ocurrir solamente si, en condiciones clase A, menos de la mitad de la tensión de alimentación está aplicada a la carga.

5. *a*) Discutir los factores que determinan la elección del transistor cuando se usa como amplificador de potencia clase A. En particular, explicar bajo qué condiciones la tensión colector-emisor máxima establecida puede emplearse en los cálculos.

b) Un transistor tiene una tensión de enclavamiento de 0,5 V. Si se puede suponer que su ganancia de corriente es lineal para todas las tensiones mayores que ésta, hallar la eficiencia máxima que puede obtenerse para funcionamiento en clase A si la tensión de colector máxima es 1) 6 V y 2) 20 V. [(Resp. 1) 41 %; 2) 47,5 %.]

6. *a*) Los transistores de salida de la figura 91 tienen una ganancia de corriente de 50. Si la corriente de vacío de colector es 8 mA a 20 °C, hallar la tensión V_{be} a través de R_2 a esta temperatura.

b) Si V_{be} baja 2,4 mV por grado centígrado de elevación, hallar la temperatura a la que ha disminuido a un medio. Si R_2 consiste en una resistencia de 56 ohmios que no es sensible a la temperatura y un termistor cuya resistencia es 56 ohmios a 20 °C en paralelo con la otra resistencia, hallar la resistencia que debe tener cuando V_{be} ha disminuido a un medio de su valor primitivo para compensar correctamente esta variación. [Resp. *a*) 186 mV; *b*) 58,7 °C, 17,7 ohmios.]

7. Un transistor trabaja como amplificador de potencia clase A con una corriente media de 400 mA. Utiliza una resistencia de emisor de 1,5 ohmios. ¿Cuál es el coeficiente de temperatura ideal para esta resistencia si se supone que es el único elemento pasivo en el circuito sensible a la temperatura y que V_{be} baja 2,4 mV por grado centígrado de elevación? De aquí, discutir la conveniencia de varios materiales específicos para la construcción de este elemento. Resp. −0,004/°C.

8. *a*) Discutir la necesidad de la estabilidad térmica en un amplificador de

transistores y explicar los posibles efectos de subestimar esta necesidad en 1) un amplificador de pequeña señal y 2) un amplificador de gran señal (de potencia).

b) Un transistor de germanio puede disipar un máximo de 10 W y debe trabajar a una temperatura ambiente de 40 °C. Si su temperatura de capa no debe exceder de 80 °C, hallar la resistencia térmica del sumidero de calor que debe usarse. La resistencia térmica desde la capa es 1,0 °C/W y desde la funda al aire directo es 25 °C/W. ¿Cuál es la máxima potencia que podría disipar en estas condiciones sin el uso de un sumidero externo de calor? [Resp. 3 $\frac{9}{22}$ °C/W, 1 $\frac{7}{13}$ W.]

BILIOGRAFIA

GREITER: Transistor Amplifier Output Stages, *Wireless World*, enero-mayo 1963.
PALMER: Some Aspects of the Effects of Temperature on Junction Transistors, *Electronic Components*, 749, julio 1963.
RODDAM: Sliding Bias Amplifiers, *Wireless World*, 241, mayo 1962.
WEBBER: Temperature Stabilisation of Transistors in Clase B Amplifiers, *Proc. I.R.E. (Aust.)*, **20,** 726, 1959.

CAPITULO

7

Diodos semiconductores

La figura 97 muestra una típica característica de diodo. En el capítulo 4 se ha hecho ya referencia a un tipo particular de diodo, el diodo zener. Su característica es similar a la mostrada en la figura 97, salvo que

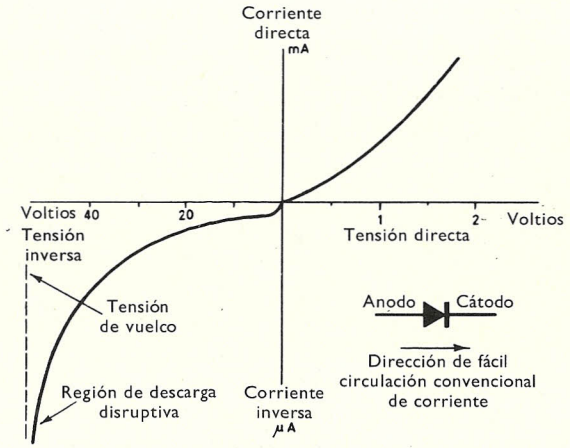


FIGURA 97

el aumento de corriente en la región de tensión inversa es muy brusca en la proximidad de la tensión de vuelco. La magnitud de esta tensión viene controlada por el grado de adulteración de los materiales semiconductores. El diodo zener es un ejemplo de un diodo de capas de silicio.

En electrónica se utilizan tanto los diodos de contacto puntiforme como los diodos de capas. El objeto de esta sección es distinguirlas y bos-

quejar sus propiedades y aplicaciones. Sin embargo, la aplicación de los diodos de capas como amplificadores de potencia se estudiará en el capítulo 8.

En general, los diodos dejan pasar una corriente relativamente grande cuando tiene polarización directa, aplicando sólo una pequeña tensión, tienen una característica que pasa por un verdadero cero y, cuando están inversamente polarizados, dejan pasar una corriente mucho menor hasta que la tensión se aproxima a la tensión de vuelco. A menos que la corriente venga limitada en esta región de vuelco o de descarga, puede ocurrir un daño permanente debido al sobrecalentamiento del diodo. Un diodo se proyecta, por consiguiente, para una tensión inversa de pico y, si ésta se sobrepasa sólo unos microsegundos, sus propiedades rectificadoras pueden quedar destruidas de forma permanente.

Disipación del diodo

La disipación máxima que puede permitirse en un diodo semiconductor depende de la temperatura de trabajo. La corriente directa máxima debe disminuirse a altas temperaturas. También, si se aplican al diodo tensiones inversas altas, la corriente inversa que circula, incluso a bajas temperaturas, aunque pequeña, debe de observarse para ver si produce disipación excesiva en la alta impedancia del diodo inversamente polarizado.

Diodos de contacto puntiforme

El diodo de contacto en un punto es un desarrollo del período 1938-42 del bigote de gato de los primitivos receptores de radio. Introducido como detector de radar, una de sus formas consiste en un hilo de tungsteno en forma de muelle puntiagudo, apoyado contra un cristal de germanio o silicio del tipo *n*. La difusión tiene lugar en el punto de contacto, formándose en este lugar una pequeña región de material tipo *p*. Por consiguiente, se produce una capa *pn* con propiedades rectificadoras. Tiene un área de capa pequeña y puede sólo disipar una potencia muy baja. El hilo está conectado en este ejemplo al ánodo de tipo *p* y la oblea semiconductora es el cátodo del diodo. La tensión inversa máxima depende de la resistividad del cristal semiconductor y una adulteración fuerte baja la resistividad, dando por resultado una tensión inversa baja. Sin embargo, un diodo fuertemente adulterado permitirá que circule una corriente directa mayor y estos diodos se utilizan como detectores a altas frecuencias. La disipación térmica de los diodos de contacto por punto es corrientemente más baja que para algunos otros tipos de diodos semiconductores. La tensión directa de los diodos de contacto por punto es a menudo alrededor de un voltio, para incluso corrientes pequeñas. Esto es mayor que para muchos tipos de diodo.

Diodos de capas

Las propiedades importantes que son particularmente características de los diodos de capa *pn*, formados mediante las técnicas de aleación, difusión o epitaxial, son la caída de tensión directa, la tensión inversa de pico y el comportamiento en la interrupción. Los diodos de capas pueden construirse, tanto con silicio, como con germanio. Una corriente directa típica es 100 mA con una tensión directa correspondiente de 0,4 V para un diodo de germanio, o 0,7 V para un diodo de silicio. Sin embargo, debido a sus corrientes inversas de fuga mucho más pequeñas, los diodos de silicio tienen unos valores de tensión mucho más altos comparados con los diodos de germanio. Las tensiones directas son más bajas para los diodos de capas que para los de contacto por punto.

Diodos enlazados con oro

Son estructuralmente diodos de contacto puntiforme en los que el muelle de tungsteno se ha sustituido por uno de oro o aleación de este metal. Las características de los diodos enlazados por oro son un compromiso entre los diodos de contacto por punto y los de capas. La corriente directa puede ser más alta que en el tipo comparable de hilo de tungsteno y la relación de impedancia inversa a directa es mayor.

Comportamiento en interrupción de los diodos

El comportamiento en interrupción de un diodo no puede hallarse únicamente refiriéndonos a las características similares a las de la figura 97, pues la capacitancia de capa del diodo debe estudiarse y encontrar una explicación al fenómeno del almacenamiento de portadores. Estos son de particular importancia en los circuitos de conmutación a altas frecuencias.

Recuperación inversa

Cuando un diodo de capa *pn* conduce, los huecos pasan desde el material tipo *p* a la región tipo *n* y, cuando se cambia bruscamente de la condición de polarización directa a la de inversa, estos huecos hacen al diodo fuertemente conductor en la dirección inversa durante un corto tiempo. Así, cuando se invierte la corriente pasa una carga al ánodo, cuya magnitud depende de la acumulación de portadores en el material tipo *n* del diodo. Este fenómeno es el de almacenamiento de portadores que es responsable del retardo en la corriente inversa para que disminuya hasta el valor de fuga. La carga puede considerarse que está almacenada en una capacitancia de *almacenamiento*. Esta capacitancia es función de la tensión aplicada. Debido a esto, es corriente dar una constante de tiempo del almacena-

miento de huecos para el diodo antes que dar una capacitancia para una tensión definida. La figura 98 muestra la corriente de recuperación I_R y el tiempo de recuperación, t_{rr}. Veremos que t_{rr} se define arbitrariamente en relación al nivel 10 % de I_R.

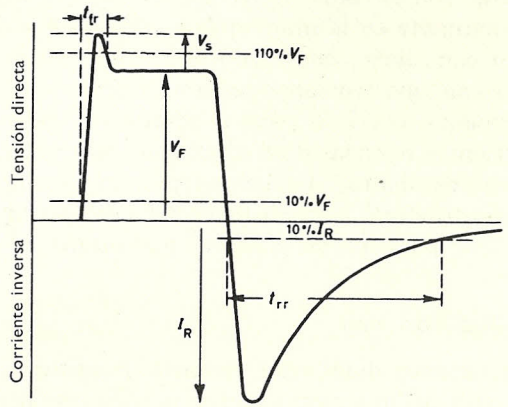


FIGURA 98

El mecanismo del almacenamiento de huecos no debe de confundirse con la capacitancia del diodo inversamente polarizado, que es también función de la tensión del diodo. El almacenamiento de huecos es un fenómeno transitorio, mientras que una capacitancia de capa está siempre presente en el diodo con polarización inversa. La capacitancia de capa se estudiará más adelante en este capítulo.

La capacitancia inversa y el almacenamiento de huecos de los diodos de capa son mayores que en los diodos de contacto por punto.

Recuperación directa

Cuando un diodo de contacto por punto o de capa está polarizado para que conduzca, la carga almacenada se va acumulando en la región tipo n y su resistencia disminuye, de forma que cuando el diodo se enciende en serie con una carga, la tensión en el diodo es al principio más alta que lo es después. Esto se muestra en la figura 98. En esta figura, V_s es la tensión de recuperación directa en exceso y t_{fr} es el tiempo de recuperación directa. Algunas veces se llama a $V_F + V_s$ tensión de recuperación directa, pero esta tensión depende de la corriente que circula, la cual debe de indicarse si se especifica $V_F + V_s$. Asimismo, el tiempo de elevación del impulso de corriente aplicado al diodo y el del osciloscopio usado en la medida, puede que haya que tenerlos en cuenta cuando se determina t_{fr}.

Como ejemplo de diodo de capas de germanio de recuperación directa bastante rápida, las características del AAZ 12 muestran que 40 nanosegundos es un tiempo de recuperación típico. V_F depende de la resistencia del circuito, pero suponiendo que circula una corriente directa de 400 mA, $V_F + V_s = 0{,}8$ V.

Los diodos de contacto por punto se usan para detectores video y audio y limitadores de ruido. Pueden usarse también para circuitos lógicos, pero la tensión directa relativamente alta es una limitación de importancia en el número de circuitos que pueden conectarse en serie. Cuando se usan corrientes pico a velocidades de reloj hasta 1 Mc/s, son preferibles los diodos enlazados por oro.

Los diodos de capas de germanio son más robustos que otros tipos. Pueden usarse para circuitos de estabilización térmica, para excitar impulsos de corriente elevados en memorias de ferrita y para rectificadores de potencia. Los diodos de capa de silicio tienen tensiones inversas muy altas y, ya que pueden trabajar a temperaturas más altas que las capas de germanio, son de un valor especial como rectificadores de potencia. La tabla 19 da algunas de las características más importantes de algunos diodos semiconductores.

Tabla 19

Valores de diodo de contacto por punto y de capa

Diodo	Tipo	Nota	V e I directo (V)	V e I directo (mA)	Capacidad típica a 0V (pF)	Tensión inversa de pico (V)
OA 10	Capa de Ge	Bajo almacenamiento de portadores	0,3	10	6	30
OA 5	Enlazada por oro		0,4	10	1	100
AAZ 12	Capa de Ge	Bajo almacenamiento de portadores	0,2	10	10	30
GD 8	Contado por punto	Industrial	1,1	10	1	100
MS 1 H	Capa de Si	Miniatura	0,8	10	5	60
OA 211	Capa de Si	Rectificador de potencia	0,65	10	10	800
1 N 914	Capa de Si	Construcción de mesa	1,0	10	4	90
FD 600	Capa de Si	Epitaxial plano . .	0,7	10	5	80
M 54 CAY	Ga As	Tipo en desarrollo	<1,1	10	< 1	10

Diodos epitaxiales planos

Se han introducido los diodos epitaxiales planos junto con los transistores construidos mediante técnicas similares. Entre las ventajas de estos

diodos están el cortísimo tiempo de recuperación (t_{rr} = 1-5 nanosegundos) y la alta conductividad. Estas características se deben a la presencia de la capa epitaxial, que hace posible el reducir la resistencia efectiva del cristal semiconductor sobre el cual se forma el diodo. Se forma una capa muy fina del tipo *n* sobre una loncha de cristal del tipo *n* de alta conductividad y después del ataque químico se hace la difusión de un material tipo *p*, manteniendo una estructura cristalina libre de grandes defectos de red. La profundidad de difusión es normalmente mucho menor que en los diodos de capa convencionales. Así, para una disipación dada, por el diodo pueden circular corrientes más altas a la vez que, debido a la capa de óxido depositada sobre el diodo, la corriente de fuga superficial es particularmente pequeña.

Cuando se usan circuitos de impulso (véase cap. 10), los cuales usan transistores planos de silicio y que trabajan a altas frecuencias, es también esencial usar diodos planos, ya que los diodos convencionales enmascararían sino el buen funcionamiento a alta frecuencia de los transistores.

Diodos de arseniuro de galio

Un desarrollo moderno del diodo de contacto por punto es usar arseniuro de galio como material semiconductor. Estos diodos pueden usarse hasta una temperatura máxima de 150 °C. Se han obtenido tiempos de conmutación del orden de 5 nanosegundos.

Lógica de diodo

Cualquier dispositivo que tenga dos estados de funcionamiento puede usarse para realizar funciones lógicas. Así, un conmutador puede estar dado o no dado y los relés pueden estar funcionando o no. Estos métodos mecánicos son frecuentemente demasiado lentos para satisfacer las necesidades de los proyectistas de circuitos y, puesto que suponen un movimiento mecánico, se dice a menudo que no son muy seguros.

Los transistores pueden trabajar de forma que, o están con polarización inversa, no conduciendo prácticamente nada, como un interruptor abierto, o bien con polarización directa conduciendo mucho, como un interruptor que está cerrado y por el que pasa corriente. Los diodos también pueden estar directamente o inversamente polarizados. Estos dispositivos son de funcionamiento más rápido que un interruptor o un relé y suponen solamente el movimiento de una carga. Por estas razones son potencialmente de gran utilidad en el diseño de máquinas lógicas, tales como voltímetros digitales, en las calculadoras digitales y en los sistemas de contaje, tales como frecuencímetros digitales. Para un tratamiento más amplio, remitimos al lector a la bibliografía.

Puertas de diodo

Los diodos semiconductores se usan para módulos de circuito de sistemas de entrada de diodo. Estos módulos se emplean frecuentemente para sortear impulsos. La velocidad a la que trabajan depende del tipo de diodo que se emplea. La figura 99 muestra un típico circuito de coin-

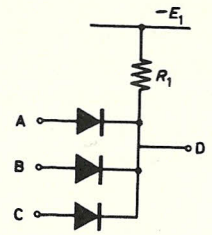


FIGURA 99

cidencia o circuito «y», en el que las entradas se aplican a los brazos A, B y C. En la práctica los circuitos «y» pueden tener muchos más brazos que éste. Puede observarse que la salida en D es igual a la tensión directa más baja de cualquiera de los diodos con tal de que la corriente pueda circular en uno o en varios de los circuitos de entrada. Sin embargo, cuando todos los diodos tienen polarización inversa, solamente sus corrientes de fuga circulan por R_1. Ya que una corriente inversa típica para un diodo de germanio de contacto por punto está alrededor de 30-40 μA, la caída de tensión a través de la carga R_1 de 10 kilohmios será de 1 V aproximadamente. Ahora bien, la tensión directa para los diodos de contacto por punto, a las pequeñas corrientes directas que nos ocupan, es 1 V aproximadamente. Por consiguiente, para una tensión de alimentación E_1 de 12 V, puede hacerse que D tenga una oscilación de 10 V. La corriente a través de R_1, cuando el sistema conduce, de aproximadamente 1 mA, puede ser debida a uno de los diodos o a varios.

Si se usan diodos de capa de silicio, podemos aprovecharnos de su inferior corriente de fuga para obtener una oscilación de tensión mayor. Si se usan diodos epitaxiales planos, no sólo es pequeña la corriente de fuga, sino que pueden obtenerse altas corrientes directas. Esto disminuye la falsa indicación debida al funcionamiento de las puertas en los transitorios. El corto tiempo de recuperación de estos diodos ocasiona el rápido funcionamiento de las puertas.

El decir que el circuito de la figura 99 es el de un elemento «y», implica que el más negativo de los dos niveles de tensión en D se toma como representante de una salida en D, mientras que el menos negativo representa la ausencia o negación de una salida. Si estos niveles de tensión se aplican

también en las entradas, entonces, acabamos de ver, que sólo cuando todas las entradas están presentes existe también una salida en D. Esto se escribe en la forma A. B. C = D. Puede recordarse en la forma «A y B y C igual a D».

En lugar de referirnos constantemente a estos niveles de tensión, es más corriente recordarles como «1» y «0». Esto se debe a que los niveles mismos sólo son importantes en el diseño inicial. El funcionamiento del sistema se comprende más fácilmente con esta terminología abreviada. Aquí el nivel más negativo es «1» y el menos negativo es «0». Por esta razón, el circuito puede describirse como el de un elemento «y», solamente cuando se emplea la expresión *nivel negativo*. El funcionamiento de la figura 99 podría explicarse, por tanto, diciendo que sólo hay un «1» en D cuando existe un «1» simultáneamente en todas las entradas A, B y C.

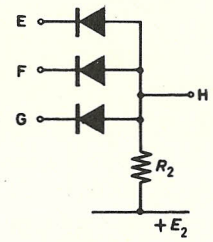


FIGURA 100

La figura 100 muestra un circuito «o» (basándonos en la convención nivel negativo) en el que E, F y G son las entradas y H es la salida.

El potencial de H se diferenciará del de la alimentación, E_2, solamente por la caída de tensión a través de R_2, debida a la corriente de fuga de los diodos, cuando están con polarización inversa. Sin embargo, si se conectan a una tensión negativa una o varias de las entradas, entonces el potencial en H diferirá del de la más negativa de las entradas solamente en la tensión directa del diodo. Puesto que solamente una de las entradas necesita llevarse a una tensión negativa para hacer a H negativo, el circuito de la figura 100 se llama una puerta «o». Es corriente utilizar una puerta «o» después de una puerta «y» como la de la figura 99. Para que funcione satisfactoriamente, la corriente tomada por la puerta «o» no debe de afectar los potenciales de sus entradas. Por tanto, R_2 será probablemente una resistencia de un orden de magnitud mayor que R_1 en la puerta «y» precedente.

La figura 101 muestra un ejemplo de circuito de esta clase. Aquí, las entradas podrían proceder tal vez de células fotoeléctricas que se hiciesen funcionar a través de los agujeros de una ficha perforada. Según está dispuesto el circuito, solamente cuando se reciba una combinación particular de entrada se obtendrá una salida de la puerta.

En este ejemplo, cuando se aplican tensiones negativas a las entradas correctas se obtiene una tensión de salida negativa. Esta red da una salida en las condiciones mostradas en el diagrama. Sin embargo, si se usan diodos de contacto por punto, en el circuito de la figura 101 el potencial del punto 1 de la figura será conmutado entre −5 y −1 V aproximadamente cuando A, B y C varíen entre 6 V y cero. De la misma manera, el punto 2 conmuta entre −5 y −1 V mediante la interrupción de la entrada D. Por consiguiente, la tensión más negativa que puede existir en el punto 2 es −5 V. Se puede ver, por tanto, que la oscilación de tensión de la salida está restringida por la caída de tensión directa a través de los diodos.

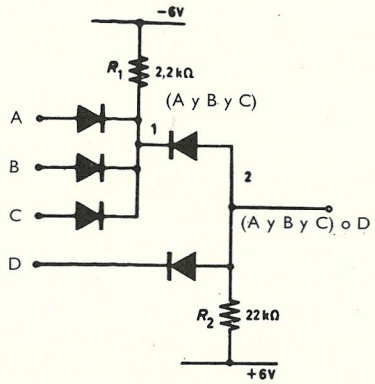


FIGURA 101

La utilización de los diodos enlazados por oro o de los diodos de capa, con sus bajas tensiones directas, hacen posible usar más puertas por diodo en cascada. Por otra parte, se usan etapas amplificadoras de transistor para mantener el nivel de los cambios de tensión.

Las puertas por diodo se prestan fácilmente a la construcción modular y son los primeros circuitos de varios que nos encontraremos y que están en el mercado con el nombre de *ladrillos de construcción prefabricados* como parte de un gran sistema. Incluso utilizando diodos de contacto por punto, estos elementos son capaces de trabajar a velocidades de conmutación del orden de 5 microsegundos, pero una de sus principales limitaciones es su baja capacidad para manejar potencias.

Capacitancia de un diodo de capa

La capacitancia de un diodo de capa con polarización inversa se estudió al tratar de los parámetros π híbridos en el capítulo 2. Se explicó allí que la capacitancia de la capa barrera disminuye de forma que esta capa

se convierte en una región de alta resistividad y actúa entonces como un dieléctrico cuya anchura aumenta cuando crece la tensión inversa. La capacitancia de capa para una zona de gradiente lineal viene dada por

$$C = K(V/A)^{-1/3} \qquad (7.1)$$

donde K y A son la constante dieléctrica efectiva y el área transversal de la capa, respectivamente, y V es aproximadamente igual a la tensión aplicada. (La tensión aplicada $= V - E$, donde E es el potencial de contacto.) Se pueden eliminar estas constantes si la expresión se pone como dC/dV:

$$dC/dV = -KA^{1/3}/3V^{4/3}$$

de donde, sustituyendo la ecuación (7.1), $dC/dV = -C/3V$. La sensibilidad de tensión S, se define por $S = -1/C\ dC/dV$.

Por tanto,

$$S = 1/3\ V.$$

Se puede ver que S es independiente de K y A. Parece por esta simplificada teoría que S no es sensible a la temperatura, ya que depende solamente de V. Esto no es absolutamente cierto, sin embargo, aunque para los diodos propuestos para su uso como capacitancias variables, la utilización del silicio aminora la corriente de fuga y la construcción epitaxial o plana reduce esta corriente además. La corriente de fuga representa una pérdida resistiva para el condensador y junto con la inductancia y la resistencia de sus conductores y la resistencia del material entre los conductores y la región activa de la capa hace posible el construir un circuito equivalente para el diodo según se muestra en la figura 102.

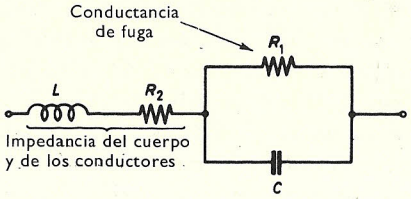


FIGURA 102

Valores típicos son $L = 0{,}5 \times 10^{-9}$ H, $R_2 = 4$ ohmios para un pequeño diodo de capa. R_1 depende del material de la capa y del valor de la tensión inversa.

La tabla 20 muestra el funcionamiento de algunos diodos. Se incluye como comparación el diodo de germanio OA 10 y, también, porque con este diodo se llevó a cabo algún trabajo al principio, cuando apenas podía disponerse de los diodos de silicio. El factor Q de los diodos, para usarlos

Tabla 20

Diodos para usarlos como capacitancias variables

Diodo	Capacitancias	Factor Q a 12 V
OA 10	6 pF a −2,0 V, 0,5 pF a −15 V	400 a 30 Mc/s
BA 110	20 pF a −0,4 V, 5,0 pF a −20 V	5000 a 2 Mc/s, 500 a 30 Mc/s
BA 111	100 pF a −0,4 V, 28,0 pF a −20 V	6000 a 300 kc/s, 100 a 30 Mc/s

como capacitancias, es importante ya que es una fácil indicación de R_1 en la figura 102. Se incluyen, por consiguiente, los factores Q en esta tabla.

Aunque el almacenamiento de huecos limita la utilidad de los diodos en la dirección directa, los diodos de capa, con polarización inversa como condensadores, se ha hallado que trabajan bien hasta varios miles de megaciclos por segundo. Algunas de sus aplicaciones son los osciladores de barrido de banda, control remoto de sintonía de amplificadores de R.F., y la linealización de un generador de función en diente de sierra o en rampa, en donde la utilización de un diodo de capacitancia variable tiende a linealizar la curva de carga CR exponencial.

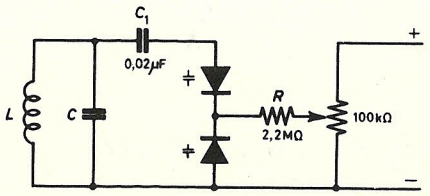


FIGURA 103

La figura 103 muestra un circuito típico de sintonía remota. El condensador C_1 proporciona un bloqueo de corriente continua. Los diodos se usan en oposición en serie para evitar el recorte asimétrico de la forma de la onda, el cual podría por otra parte ocurrir con un circuito sintonizado derivado por un diodo solo. Si las amplitudes de la señal son pequeñas comparadas con la polarización mínima inversa, esta precaución puede que no sea necesaria. La resistencia R se hace lo más grande posible ya que ella deriva los diodos, disminuyendo sus Q.

Diodos de silicio de cuatro capas

Estos diodos se conocen también comercialmente como diodos *pnpn*, diodos Shockley o thyristores. Las figuras 104 y 105 muestran su estructura.

Con el ánodo negativo, según se indica en la figura 104, la unidad consiste en dos diodos en serie con polarización inversa y solamente circula la corriente de fuga inversa. Con el ánodo positivo, según se ve en la figura 105, todavía circula solamente la corriente de fuga debido al diodo

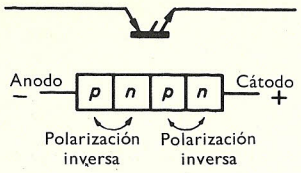


FIGURA 104

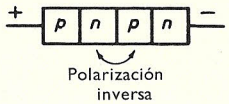


FIGURA 105

con polarización inversa formado por las dos secciones centrales. Si la corriente total a través de esta capa es I y la corriente inversa de saturación es I_1 entonces la corriente a cualquier tensión viene dada por una relación de la siguiente forma:

$$I = \frac{xI_1}{1 - xy}$$

en la que x e y son funciones de la tensión aplicada. A tensiones bajas, x es aproximadamente igual a la unidad, pero aumenta rápidamente cuando sube la tensión. Cuando xy es mucho menor que la unidad, I es pequeña y el diodo tiene una impedancia alta. Cuando la tensión se aproxima a la de descarga, xy se aproxima a la unidad, aunque y se mantenga pequeña e I sea grande, teniendo ahora el diodo una baja impedancia. Cuando aumenta la corriente, y tiende a uno mientras x disminuye. Esto supone

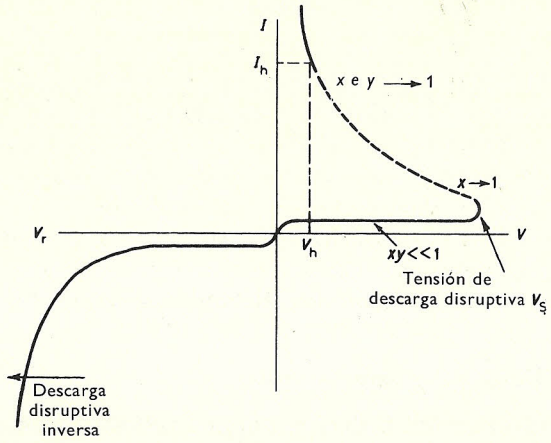


FIGURA 106

que dx/dV cambia de signo y el diodo tiene una resistencia grande negativa. Estos efectos se deben a la multiplicación que resulta de la colisión de los portadores con los átomos no ionizados. Finalmente, cuando I aumenta no ocurre ninguna multiplicación adicional, estando la unión central con polarización directa y comportándose todo el diodo como una simple capa con polarización directa. La figura 106 muestra la característica del diodo.

El diodo se usa como oscilador en diente de sierra, como generador de impulsos y como contador. La tabla 21 muestra algunos datos adicionales relacionados con diodos típicos.

Tabla 21

Diodos de silicio de cuatro capas

Tipo de diodo	V_s (V)	I_h (mA)	I_s menor que (μA)	V_h (V)	Corriente máxima de fuga (μA)	V_r mínimo (V)	$I_{máx}$ media (mA)
4D20-3	20	1- 6	125	0,5-1,2	15	12	50*
4D200-23	200	5-45	125	-do-	15	120	50*
4AD20-5	20	1-10	125	-do-	15	12	300**
4J200-25	200	9-45	250	-do-	35	120	300**

* Impulso de 2 A.
** Impulso de 20 A.

Aplicaciones de los diodos de cuatro capas

La figura 107 muestra un oscilador de diente de sierra. La resistencia R_1 debe de permitir que circule una corriente, menor que la corriente mínima de funcionamiento I_h, durante el estado de funcionamiento. La corriente mínima de funcionamiento es la mínima corriente que debe de circular para mantener la capa central con polarización directa. El condensador C

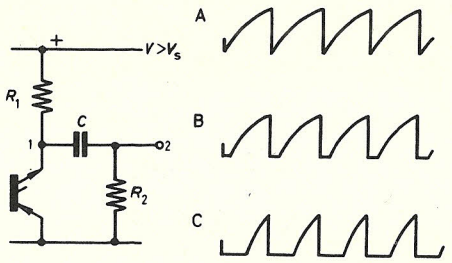


FIGURA 107

se carga hasta que se alcanza V_s, cuando se descarga a través del diodo. Las curvas A, B y C muestran la forma de onda de la salida en el punto 1 del diagrama cuando la resistencia R_2 se aumenta de forma progresiva. La salida en el punto 2 puede considerarse como la primera salida diferenciada, es decir, una serie de impulsos negativos. Cuando R_2 es mucho menor que R_1, R_1 y C controlan la velocidad de repetición.

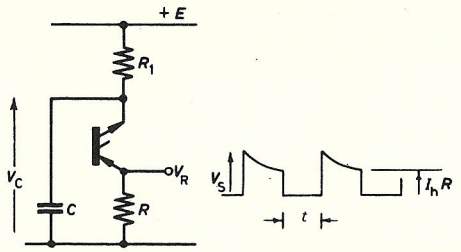


FIGURA 108

La figura 108 muestra una variante que produce un impulso aproximadamente cuadrado. La tensión a través del diodo es distinta a la que hay a través del condensador, debido a la corriente mínima de funcionamiento que circula por R. Cuando $V_c - V_R < V_s$, el diodo conmuta al estado de no funcionamiento y V_R cae hasta el valor cero hasta que V_c se hace mayor que V_s cuando el diodo conduce nuevamente.

Si T es el tiempo entre impulsos,

$$V_s \doteq E(1 - e^{-T/CR_1}). \qquad (7.2)$$

Si el impulso de salida existe durante un tiempo t,

$$I_h R \doteq V_s e^{-t/CR}.$$

Por ejemplo, poniendo $T = CR_1$, $V_s = E(1 - e^{-1}) \doteq 2/3\ E$.

Por consiguiente, utilizando un diodo 4D20-3, $E = 30$ V y para un impulso de salida de 10 V, puede hallarse una relación entre R y R_1 partiendo de la ecuación (7.2), para una relación marca-espacio de 1 : 1:

$$10 = 20\ e^{-CR_1/CR}$$

es decir,

$$2 = e^{R_1/R}$$

Por tanto,

$$\log_e 2 = R_1/R$$

o bien

$$R_1 = 0{,}69\ R$$

CR_1 se define también partiendo de la velocidad de repetición de impulsos y del hecho que la corriente por R_1 debe ser menor que I_h.

Por consiguiente, C, R y R_1 pueden hallarse para cualquier conjunto de condiciones determinado.

La acción conmutadora de un diodo *pnpn* puede emplearse para que funcione como generador de impulsos. El diodo de contacto por punto, D_1, se utiliza en la figura 109 ya que representa una alta impedancia al impulso negativo. La onda cuadrada del disparador eleva la tensión a través del diodo *pnpn*, D_2, de forma que empieza a conducir. Por consiguiente, un impulso que se va haciendo negativo con un contenido energético relativamente pequeño puede iniciar un impulso de salida de energía mayor.

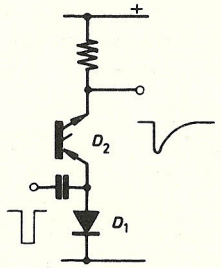


FIGURA 109

Se puede construir un circuito de dos estados para que sea monoestable, biestable o inestable, dependiendo de las tensiones de alimentación y de las resistencias limitadoras. La figura 110 es un ejemplo de un circuito de este tipo.

El circuito biestable de la figura 110 tiene un diodo en el estado que conduce y pasa una corriente de 10 mA que es superior a la corriente mínima de funcionamiento de los diodos que se utilizan. La resistencia común mantiene la tensión del diodo que no conduce a 50 V. Puesto que la tensión mínima de funcionamiento para el 4D80-3 es de 80 V, el circuito es estable. Al recibir un impulso que crece negativamente, el circuito que

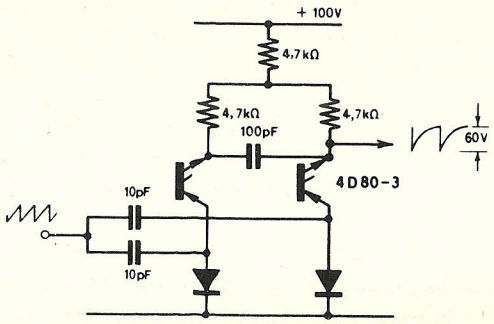


FIGURA 110

está en el estado que conduce cortocircuita el impulso que recibe mientras que el circuito que está en el estado que no conduce presenta una alta impedancia de entrada. V_h se sobrepasa momentáneamente y el diodo se pone a conducir pasando la tensión decreciente en su ánodo como impulso negativo al otro diodo, haciendo que no conduzca. El impulso de salida tiene una amplitud de pico de 50 V.

El diodo túnel

Este diodo lo produjo por primera vez Esaki (1958). Es un diodo de capas en el que la adulteración por impureza es muy grande. En los transistores convencionales hay alrededor de 10^{15} átomos de impureza por

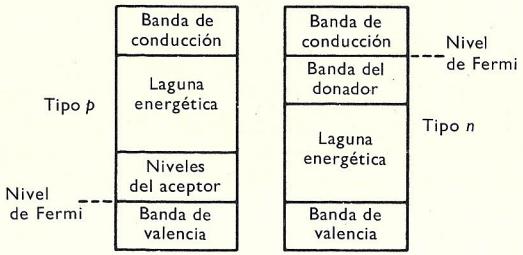


FIGURA 111

centímetro cúbico, pero aquí puede haber, como ejemplo típico, alrededor de 10^{20} átomos por cc. Esto tiene el efecto de eliminar niveles de energía prohibidos entre la banda ocupada del donador y la banda de conducción parcialmente ocupada. En un material del tipo *n*, por consiguiente, el nivel de Fermi está en la banda de conducción. De forma análoga, en un material del tipo *p* no hay región prohibida entre los niveles del aceptor y la banda de valencia ocupada. Por tanto, el nivel de Fermi está situado en la banda de valencia. Esto se muestra en la figura 111. Las dos condiciones para el diodo túnel son una capa estrecha y un solapamiento de bandas de energía.

Por tanto, en un diodo túnel no polarizado donde el nivel de Fermi es continuo, el diagrama energético es el que se muestra en la figura 112. En los primeros diodos túnel se usó germanio, pero parece ser que el arseniuro de galio y el antimoniuro de indio pueden ofrecer ventajas en un futuro.

Esta adulteración reduce la anchura de la capa de detención a 10^{-6} cm (100 Å). Esto se debe a que el cambio de adulteración tan grande en la capa hace que se produzca una carga proporcionalmente grande cuando los portadores móviles son desalojados de la capa. Puesto que el material semiconductor tiene una barrera de potencial fijo, característica del ma-

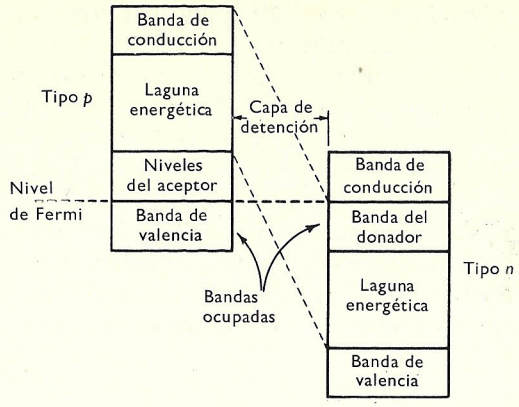


FIGURA 112

terial, puede producirse ésta moviendo los portadores una distancia mucho más pequeña. La figura 113 muestra dos características típicas de diodo. Una de ellas muestra la característica directa cuando la temperatura es de 25 °C, y la otra cuando es de 60 °C.

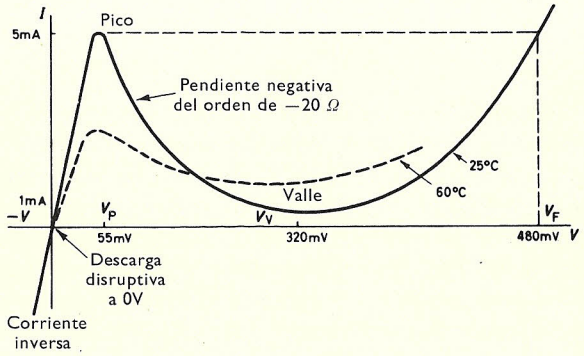


FIGURA 113

La relación corriente de pico/corriente de valle es una característica importante del diodo. En la figura es aproximadamente 5. El nombre de *diodo túnel* surge porque, cuando se usa la teoría cuántica para explicar la conducta del diodo, se demuestra que hay una probabilidad finita de que un electrón pase, como por un túnel, una barrera de potencial, particularmente si esta barrera es muy delgada como es el caso que nos ocupa. La incertidumbre en la posición del electrón es tal que, si está cerca de la barrera, la probabilidad de que esté más allá de la barrera puede estimarse, aunque según la teoría clásica no posea suficiente energía para superarla. Por consiguiente, volviendo a la figura 112, una tensión inversa desplaza

el material tipo n hacia abajo, en el diagrama, haciendo que los electrones se trasladen de la banda de valencia ocupada a la banda de conducción parcialmente ocupada. Cuando se aplica el potencial contrario, el material del tipo n se mueve hacia arriba según la figura y al principio los portadores pasan de la banda del donador a la banda del aceptor. Un nuevo aumento en el potencial lleva a la banda del donador enfrente de la laguna energética del material tipo p y la corriente baja. Finalmente, al igual que en un diodo corriente, la barrera de potencial es pequeña y los electrones pasan de la banda del donador a la banda de conducción del tipo p.

Los diodos túnel se han hecho con varios semiconductores. La tabla 22 ilustra las propiedades típicas de algunos de estos diodos.

Tabla 22

Diodos túnel

	Material semiconductor			
	Germanio	Silicio	Arseniuro galio	Antimoniuro galio
Tensión de pico, V_p	55 mV	65 mV	150 mV	40 mV
Tensión de valle, V_v	320 mV	420 mV	500 mV	220 mV
Tensión directa, V_f	480 mV	720 mV	980 mV	500 mV
Relación pico/valle I_p/I_v	5-8	3	10	15
Temperatura máxima	100 °C	200 °C	175 °C	100 °C

En la figura 114 se muestra el circuito equivalente del diodo en la región de resistencia negativa. A bajas frecuencias, la inductancia de los conductores, L, y la resistencia serie, R_s, pueden pasarse por alto.

Según la figura 114, la impedancia serie del diodo, z, viene dada por

$$z = R_s + j\omega L - \frac{jR}{RC\omega + j}$$

$$= R_s + j\omega L - \frac{R + jR^2C\omega}{R^2C^2\omega^2 + 1} \qquad (7.3)$$

La frecuencia de corte resistiva, f_c, se define por la condición de que z se hace imaginaria. Esto ocurre cuando $R_s - R/(R^2C^2\omega^2 + 1) = 0$.

Por tanto,

$$\omega^2 = (R - R_s)/R_sR^2C^2$$

o bien

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{\frac{R}{R_s} - 1} \qquad (7.4)$$

la cual es real solamente si $R > R_s$.

Corrientemente $R \gg R_s$, entonces,

$$f_c \doteq \frac{1}{2\pi C\sqrt{RR_s}} \qquad (7.5)$$

Este resultado se formula a menudo para la frecuencia máxima de oscilación.

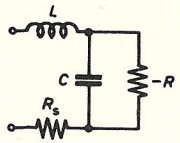


FIGURA 114

El significado físico de la forma en que puede trabajar un diodo túnel como elemento de circuito puede comprenderse al hacer referencia a la figura 115.

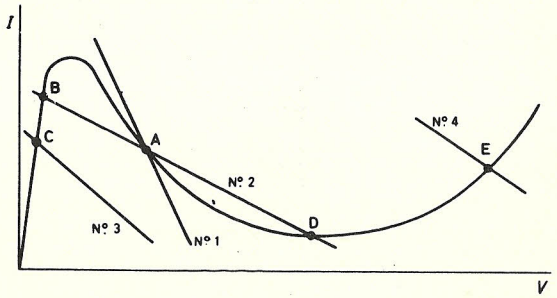


FIGURA 115

Se dibuja una línea de carga a través de la característica del diodo, cuya pendiente sea $-1/R_L$, donde R_L es la resistencia de la carga. La línea de carga puede definirse como el lugar geométrico del punto de trabajo del diodo. Pueden conseguirse la amplificación y la oscilación cuando la línea de carga solamente corta la pendiente de resistencia negativa de la característica, como en la línea 1. Si, además, la línea corta otras partes de la característica, tales como en B y en D (línea 2), entonces el dispositivo tiene dos estados estables. Los circuitos biestables pueden utilizarse para contar y para ciertas funciones lógicas, en donde los dos estados estables pueden usarse para representar la presencia o ausencia de la información recogida. Por esta razón, estos circuitos se llaman circuitos de memoria. Si el punto de trabajo se mueve solamente entre B y A, de modo que hay un punto estable y otro inestable, entonces puede usarse el diodo para conversión y multiplicación de frecuencia. Las líneas 3 y 4

son ejemplos de líneas de carga en las que solamente se corta una pendiente positiva. Asimismo, la pendiente de cada una de estas líneas es mayor que $-1/R$, donde $-1/R$ es la pendiente de la característica negativa. Los circuitos que trabajan en estas condiciones se han usado como detectores umbral y como elementos monoestables.

La distinción entre oscilación y amplificación puede comprobarse investigando la ecuación (7.3). Si la resistencia serie del diodo, R_s, se considera como parte de la carga externa, la parte real de la impedancia del diodo viene dada por la ecuación (7.6).

$$\text{Parte real de } z = \frac{-R}{1 + R^2C^2\omega^2}, \text{ ya que } R \text{ es negativa} \qquad (7.6)$$

La parte imaginaria de la impedancia viene dada por:

$$\text{Parte imaginaria de } z = \omega L - \frac{R^2C\omega}{1 + R^2C^2\omega^2} \qquad (7.7)$$

Ahora tenemos que para la oscilación la parte imaginaria de la impedancia debe de ser cero y esto nos debe llevar a un valor real de ω.

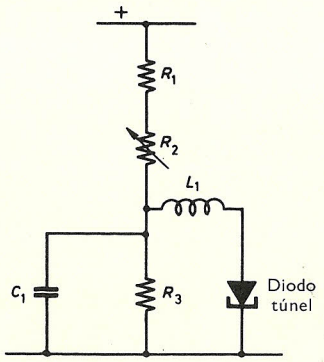


FIGURA 116

Por tanto, de la ecuación (7.7) (poniendo la parte imaginaria de z igual a cero)

$$1 + R^2C^2\omega^2 = R^2C/L$$

o bien

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2C^2} \qquad (7.8)$$

la cual es positiva si

$$L < R^2C \qquad (7.9)$$

La sustitución del valor de ω dado por la ecuación (7.8) en la ecuación de la parte real de la impedancia dada por la ecuación (7.6), muestra que el diodo actúa como una resistencia negativa de valor $-L/CR$ a esta frecuencia. Así, de la ecuación (7.4) para la oscilación, R debe ser mayor que $R_s + R_L$ (la conmutación ocurrirá cuando $R_s + R_L$ sea mayor que R) pero para la amplificación existe, además, el requisito de que L/CR sea menor que $R_s + R_L$.

La figura 116 muestra un circuito oscilador típico. La cadena de resistencias R_1, R_2 y R_3 se usa para polarizar el diodo en la región de resistencia negativa. La tensión a través de C_1 proporciona esta polarización y el diodo oscila a una frecuencia determinada por la inductancia serie L_1 y los parámetros del diodo.

Amplificadores de diodo túnel

Se ha demostrado que para la amplificación,

$$L/CR < R_s + R_L < R.$$

Ahora bien, para tener un amplio intervalo de valores posibles para $R_s + R_L$, es necesario hacer L/CR muchísimo menor que R. Para evitar cualquier deterioro en el trabajo a alta frecuencia, es necesario escoger el diodo para que tenga una baja inductancia y mantener la inductancia externa de los conductores en un mínimo. Queda entonces polarizar el diodo en un punto de su característica tal como el A de la figura 115. Se consigue una amplificación estable en la práctica cuando $R_s + R_L$ es ligeramente menor que R. Cuando el valor de R_L se reduce todavía

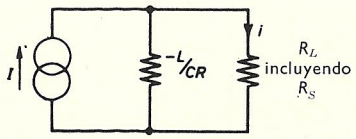


FIGURA 117

más, la ganancia aumenta y la anchura de banda disminuye hasta que ocurre la oscilación, según viene dada por la desigualdad (7.9).

Es útil considerar el circuito equivalente del diodo túnel (fig. 114), ya que establece una explicación de las razones físicas de su conducta. El circuito de la figura 117 se basa en este circuito y es útil para calcular la ganancia de potencia cuando el diodo se usa como amplificador

$$\text{Potencia de la carga} = i^2R_L \qquad (7.10)$$

donde

$$i = \left(\frac{-L/CR}{R_L - L/CR}\right) I = \left(\frac{-L}{CRR_L - L}\right) I \qquad (7.11)$$

La potencia de entrada máxima (cuando I está compartida igualmente por la carga y la impedancia del generador) $= 1/4\ I^2R_L$. (7.12)

Por tanto, la ganancia de potencia, a_w = la potencia en la carga ÷ potencia máxima de entrada.

Por consiguiente,

$$a_w = \frac{4L^2}{(CRR_L - L)^2} \qquad (7.13)$$

Puede verse que a_w se hace infinito cuando $R_L = L/CR$ que es la condición para el comienzo de la oscilación.

El diodo al revés

Se vio en la figura 113 que el diodo túnel tiene una descarga disruptiva a tensión cero. Si, en la fabricación, se hace pequeña la corriente directa de un diodo fuertemente adulterado, la corriente inversa puede ser todavía grande y puede compararse a la corriente directa de un diodo de capa del tipo convencional. La pequeña corriente directa de este diodo, cuando trabaja a tensiones bajas, puede compararse con la corriente inversa de un diodo convencional. Puesto que la corriente inversa se usa como una co-

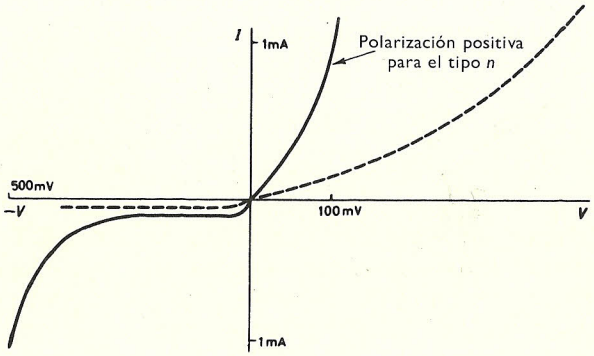


FIGURA 118

rriente directa, el dispositivo se conoce como diodo al revés y, puesto que el funcionamiento del diodo depende del efecto túnel, éste es capaz de trabajar a alta frecuencia. En la figura 118 se muestra una característica típica y los datos en la tabla 23.

Si un diodo al revés se usa entre −200 mV y +200 mV, por ejemplo, la corriente que circula puede estar en la relación 10 mA : 10 μA, es decir, 1000 : 1. El diodo invertido puede usarse, por ejemplo, como puerta lógica a las bajas tensiones que se encontrarán al usar diodos túnel, cuando el

Tabla 23

Diodos invertidos

Tipo de diodo	Tensión directa para 1 mA (mV)	Tensión inversa para 1 mA (mV)	Capacidad (pF)	Inductancia serie (nH)
1 N 3353	80	510	4,0	1,0
JK 100 A	110	450	90,0	2,0

nivel de tensión puede ser tan pequeño que los diodos de contacto por punto o los diodos de capa no sean muy satisfactorios. Esto se ilustra en la figura 119 que muestra una puerta «y» típica.

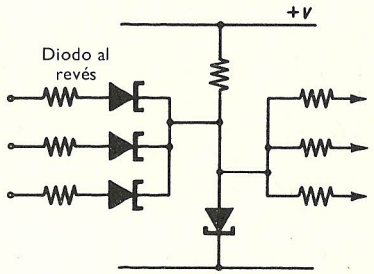


FIGURA 119

Los dos problemas que se encuentran con los circuitos de diodo túnel son la oscilación de baja tensión de que se dispone en el diodo y la dificultad, común a todos los dispositivos con dos terminales, de separar la entrada y la salida. En los circuitos lógicos, como el de la figura 119, el primer problema se soluciona al usar para el acoplamiento diodos al revés y el segundo problema haciendo girar los potenciales de alimentación en las etapas sucesivas de forma que haya un flujo unidireccional de información.

Los diodos invertidos no exhiben características de valle. Esto puede explicarse al notar que, aunque la capa del diodo sea muy estrecha, lo cual es un requisito para el efecto túnel, el diodo no tiene solapamiento de banda. Las bandas están virtualmente sin cruzar a tensión cero, de forma que la polarización negativa sube la banda de valencia ocupada para que esté enfrente de una banda de conducción vacía, permitiendo así que tenga lugar el efecto túnel, mientras que la polarización directa descruza más las bandas para evitar el efecto túnel.

El oscilador de relajación de diodo túnel

Si en la figura 116 se quita el condensador, es posible, con la elección conveniente de los valores de los componentes, hacer funcionar el oscilador como oscilador de relajación. El anterior estudio de los osciladores de diodo túnel suponía que A (fig. 115) era el punto de trabajo y que la pendiente de la línea de carga era ligeramente mayor que la de la característica en este punto. Se daba a entender el funcionamiento a pequeña señal, de forma que la pendiente de la característica era aproximadamente constante en el intervalo que se consideraba.

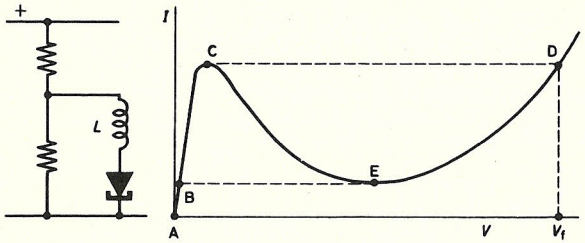


FIGURA 120

Si ahora, el circuito es el de la figura 120, cuando se conecta la tensión de alimentación, la tensión a través del diodo aumenta, de modo que sigue el camino ABC. Esto se debe a la inductancia que restringe la velocidad de cambio de la corriente. En el punto inestable C, el principio de la pendiente negativa hace que el potencial conmute al punto estable D. El brusco aumento en la tensión producirá una f.e.m., inversa a través de L, lo cual hará que la corriente del diodo baje. Si esta f.e.m. contraria es suficientemente grande (dependiente ello de una inductancia grande adecuada) la corriente descenderá hasta E, y puesto que cualquier pequeña disminución adicional en el potencial es inestable, el potencial conmutará a B, cuando el ciclo BCDE se repita.

El oscilador trabajará a bajas frecuencias audio si se usa una inductancia suficientemente grande. Su límite superior de frecuencia depende de la capacitancia del diodo y de su circuito, la cual impide que se disponga de una f.e.m. inversa suficientemente grande. El camino de relajación no se completa entonces. A altas frecuencias, cuando no se cubre este camino, el funcionamiento es similar al del oscilador de pequeña señal.

Problemas

1. *a*) Contrastar el funcionamiento de los rectificadores de contacto por punto y de capa con el de los rectificadores de óxido de cobre y los termoelectrónicos. Indicar dónde, en el campo de la telecomunicación, tienen esferas comunes de utilidad. (Esto requerirá leer más.)

b) Una tensión en onda cuadrada de 50 c/s se aplica a un rectificador de capa de silicio y una resistencia en serie de 10 ohmios. El rectificador tiene una caída de tensión directa de 0,7 V. Hallar la potencia disipada en el rectificador y en la resistencia y, de aquí, la eficiencia del rectificador si la tensión de pico a pico es, 1) 5 V, y 2) 50 V. [Resp. 1) 150 mW, 925 mW, 86 %; 2) 1,73 W, 122,5 W, 98,5 %.]

2. Explicar las funciones de los circuitos de las figuras 99 y 100 utilizando el concepto de lógica positiva en la que el más positivo (es decir, menos negativo) de los dos niveles de tensión se toma como «1» y el menos positivo como «0». ¿Qué efecto tiene sobre el funcionamiento real del circuito la elección de la convención lógica?

3. Contrastar el funcionamiento de los diodos de gradiente lineal y de capa abrupta como capacitancias variables sensibles a la tensión.

4. Utilizando las características de un diodo *pnpn* 4D20-3, proyectar un circuito monoestable capaz de disparar mediante impulsos que se hacen positivos. Estimar la amplitud del impulso necesaria para que funcione el circuito. Discutir los factores que limitan su tiempo de conmutación.

5. Considerando el circuito equivalente de un diodo túnel, deducir una expresión de su impedancia, z. Considerar el caso cuando z es real y deducir de aquí que la frecuencia autorresonante f_r, viene dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2C^2}\right)^{1/2}$$

donde L y C son la inductancia y la capacitancia del diodo y R su resistencia de pendiente. Hallar también una expresión para z a esta frecuencia.

BIBLIOGRAFIA

ADAMS: A Variable Semiconductor Capacitor, *Electronic Engng*, 733, noviembre 1962.
ADLER y SELIKSON: A Review of the Tunnel Diode, *Electronic Engng.*, 8, enero, 1962.
ALEKSANDER y SCARR: Tunnel Devices as Switching Circuits, *J. Brit. I.R.E.*, **23**, 177, 1962.
CARLSON: Measurement of Tunnel Diode Parameters, *Electronic Components*, 633, junio 1963.
DEAN: Counting Techniques and Transistor Circuit Logic, Chapman y Hall, 1964.
ESAKI: Germanium *pn* Junction, *Phys. Rev.*, **109**, 603, 1958.
REGISTRAR: Silicon Junction Diodes as Variable Capacitors, *Electronic Engng*, 783, diciembre 1961.
YOUNG: Transistor-Diode Static Switching Units, *Electronic Engng*, 595, setiembre 1962.

CAPITULO

8

Fuentes de alimentación

En este capítulo se considerarán fuentes de alimentación de tensión constante y de corriente constante, junto con algunas aplicaciones de los rectificadores controlados de silicio. Al diseñar una fuente de alimentación que dé una tensión continua constante, es importante conocer la impedancia de salida y el grado de estabilización que se necesita y poder medirlos en los circuitos prácticos. El factor de estabilización, S, se define como:

$$S = \partial V_o / \partial V_i, \text{ con resistencia de carga constante} \qquad (8.1)$$

y la resistencia de salida viene definida por:

$$R_o = \partial V_o / \partial I_o, \text{ con } V_i \text{ constante.} \qquad (8.2)$$

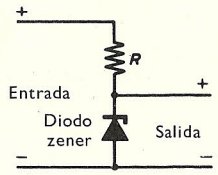


FIGURA 121

Hay dos formas de regular una alimentación de tensión que está sujeta a fluctuaciones; éstas se conocen como regulación en serie y en derivación. El tipo de regulador en derivación vale sólo cuando la potencia manejada es pequeña, pero es importante discutir aquí los reguladores en derivación, ya que los reguladores mayores, en serie, emplean a menudo reguladores en derivación para obtener tensiones de referencia. Consideraremos, por lo tanto, en primer lugar la regulación en derivación. El circuito con

diodo zener de la figura 121 es de esta clase, las fluctuaciones de la tensión de entrada caen a través de R.

Reguladores en derivación de diodo

R debe ser lo suficientemente pequeña para mantener al diodo dentro de la región zener y, puesto que toda la corriente de carga pasa por esta resistencia, representa una pérdida de tensión y de potencia que debe mantenerse tan baja como sea posible. Sin embargo, si R es demasiado

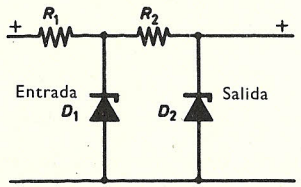


FIGURA 122

pequeña y la carga está en circuito abierto, la corriente que pasa por el diodo zener aumentará, quizás de una forma excesiva. No debe sobrepasarse su disipación máxima. Puede obtenerse alguna mejora en este circuito cuando se usan etapas de regulación como en la figura 122. La impedancia de salida depende principalmente de la impedancia del diodo zener en el lado de la salida. D_1 tendrá una tensión zener más alta que D_2. El factor de estabilización, S, puede hacerse muy pequeño con reguladores, tanto en serie, como en derivación, mediante el uso de secciones múltiples, como se ha hecho aquí, aunque la mejora obtenida rara vez hace que valga la pena usar más de dos secciones en serie.

Reguladores en derivación de transistor

En el regulador en derivación de la figura 123, la corriente a través del diodo zener controla la corriente de base del transistor *npn*, y así no

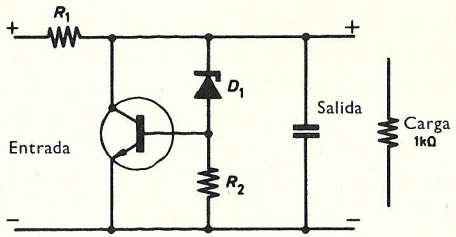


FIGURA 123

tiene que variar tanto como cuando el diodo es la principal derivación de la corriente, como en los circuitos de las figuras 121 y 122. Puesto que el diodo tiene baja impedancia, las variaciones en la tensión de salida aparecen casi por completo a través de R_2, de forma que la corriente a través de R_1 puede controlarse regulando la corriente base de T_1, manteniendo de esta forma la tensión de salida constante.

Si el circuito debe manejar una corriente de salida que cambia dentro de amplios límites, la potencia que debe disiparse, tanto en el diodo como en el transistor, hace al sistema muy ineficiente y es preferible la regulación en serie.

Reguladores en serie

El regulador en serie básico es el seguidor de emisor, T_1, de la figura 124, o una etapa múltiple de esta clase consistente en varios transistores en paralelo. Un amplificador de corriente continua, inversor de fase, controla la corriente de base de los transistores en serie. La tensión de error alimentada al amplificador de corriente continua, T_2, se compara con una tensión de referencia, que en la práctica se deriva siempre de un diodo zener.

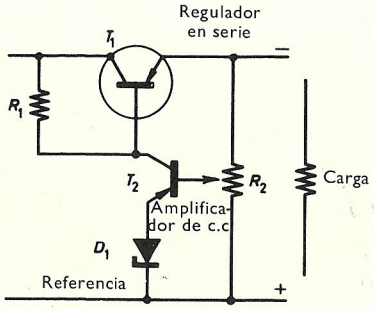


FIGURA 124

La polarización en T_2 se ajusta mediante R_2, la cual a su vez fija la corriente de base para T_1 y así controla la corriente de carga. Cuando la tensión de la carga tiende a aumentar por cualquier razón, la corriente de base de T_2 tiende a aumentar también, ya que su emisor se mantiene a un potencial constante mediante D_1. El aumento en la corriente del colector de T_2 hace disminuir la corriente de base disponible para T_1 y así se opone al aumento del potencial de salida.

La figura 125 muestra otro circuito que debiera compararse con el regulador en derivación de la figura 123. En la figura 125 el transistor

en derivación se ha convertido en el amplificador de c.c. que trabaja a baja corriente y controla la corriente de base del transistor en serie. No se le puede pedir, por consiguiente, que maneje oscilaciones de corriente excesivas.

Si la impedancia de entrada de T_2 en la figura 125, es alta comparada con R_2, entonces

$$dV_{be} = \frac{R_2}{R_2 + R_z}\, dV_o \tag{8.3}$$

donde R_z es la impedancia del diodo zener.

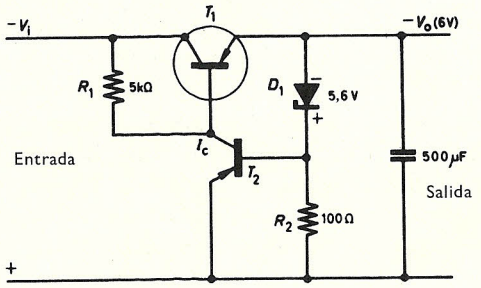


FIGURA 125

Asimismo, si la conductancia mutua de T_2 viene dada por $g_{m2} = dI_c/dV_{be}$, entonces

$$dI_c = \frac{g_{m2}R_2}{R_2 + R_z}\, dV_o \tag{8.4}$$

Y, puesto que la base de T_1 está aproximadamente al potencial de su emisor V_o,

$$dV_i = dI_c R_1 \tag{8.5}$$

Utilizando la ecuación (8.4)

$$dV_i = \frac{g_{m2}R_1R_2}{R_2 + R_z}\, dV_o$$

Por tanto,

$$S = dV_o/dV_i = \frac{R_2 + R_z}{g_{m2}R_1R_2} \tag{8.6}$$

Si $R_1 = 6$ kilohmios, $R_2 = 100$ ohmios, $R_z = 20$ ohmios, $g_{m2} = 40$ mAV^{-1} y $\alpha' = 50$, entonces $S = 0{,}03$.

También, si $dI_o = \alpha_1'' dI_c$, de la ecuación (8.5) $dV_i = dI_o R_1/\alpha_1''$.

Luego, de la ecuación (8.6)

$$R_o = dV_o/dI_o = \frac{R_2 + R_z}{\alpha''_1 \, g_{m2} R_2} \tag{8.7}$$

y utilizando los valores dados, $R_o = 0{,}6$ ohmios.

El amplificador de c.c. que se acaba de describir puede tener un factor de estabilización demasiado alto, como consecuencia de un amplificador con ganancia de tensión demasiado pequeña, o puede tener una impedancia de salida demasiado alta. Algunos otros circuitos se considerarán, cuyo funcionamiento muestra alguna mejora sobre el de la figura 125. El amplificador puede a menudo controlarse mejor por un potencial de referencia en el circuito base emisor, bien como un regulador de seguidor de emisor o como parte del amplificador de c.c. Esto se ilustra en la figura 126.

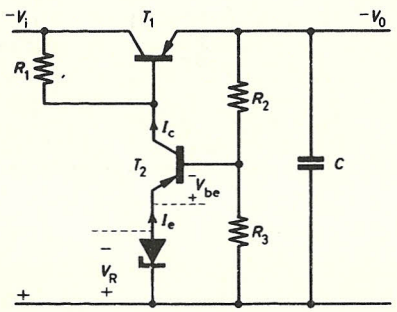


FIGURA 126

En la figura 126 el divisor de tensión tiene una resistencia total $R_2 + R_3$, de la cual una fracción, R_3, corresponde a la tensión aplicada a la base del amplificador de c.c.

Si se considera que la impedancia de entrada de T_2 es alta comparada con R_3, puede hallarse un valor aproximado del factor de estabilización por un proceso similar al que se acaba de describir (véase problema 1 de este capítulo).

Para lograr un alto grado de estabilización (bajo valor de S), la ganancia del amplificador debe ser alta, ya que una disminución en S es la consecuencia de un aumento en g_{m2} [ecuación (8.6)]. Puede usarse un amplificador de mayor ganancia con cierto número de etapas acopladas directamente. Sin embargo, cuantas más etapas se introduzcan entre la tensión de referencia del diodo zener y el transistor en serie, tanto mayor será el desplazamiento, debido a la temperatura, de la tensión de salida que puede haber. La sensibilidad a la temperatura es alrededor de 2,5 mV/°C para cada etapa. Aquí los problemas son los del diseño de un amplificador de corriente continua y se usa con frecuencia un tipo específico de amplificador de c.c., el amplificador de emisor acoplado.

Los condensadores en paralelo de las figuras 125 y 126 están para reducir las tendencias a oscilar y para reducir la impedancia de salida a altas frecuencias.

La resistencia de salida, R_o, puede disminuirse aumentando α'' [ecuación (8.7)]. Por tanto, se usará una etapa de colector común múltiple para sustituir el transistor en serie de los circuitos más sencillos. Esto significa que la etapa en serie será excitada por una o más etapas excitadoras de colector común que tenga una ganancia de corriente total alta. El número de etapas excitadoras requerido dependerá de la corriente de salida y de la resistencia de carga del amplificador de corriente continua. En la práctica, se necesitan tres etapas para corrientes de salida del orden de 1 A o más, pero solamente se necesitan dos etapas donde la corriente de carga máxima es del orden de 100 mA. Los transistores de potencia, de los que se dispone ahora, son capaces de disipar alrededor de 30 W cuando están montados en un sumidero de calor adecuado sin refrigeración forzada de aire. Para aumentar la disipación de potencia máxima permisible de los transistores en serie, pueden éstos conectarse en paralelo.

Para los transistores de potencia en paralelo, es necesario asegurarse que las disipaciones de potencia estén adaptadas a la potencia máxima. Los transistores deben estar adaptados, a corriente máxima, para ganancias de corriente dentro del 10 %. Se colocan resistencias, alrededor de 1 ohmio cada una, en los conductores de emisor para ayudar a mantener la adaptación. La adaptación térmica es también necesaria para asegurar que ningún transistor sobrepase su temperatura de capa máxima. Estos problemas se hacen agudos cuando los transistores trabajan cerca de su máxima disipación de potencia.

Los efectos de temperatura pueden disminuirse mediante:

a) Termistores (que tienen coeficiente de temperatura de la resistencia negativo) entre base y emisor. Cuando la temperatura aumenta, el transistor necesita menos corriente, por tanto, el termistor como parte del divisor de polarización consume la corriente adicional que ya no necesita el transistor, manteniendo la carga sobre el divisor más constante.

b) Puede usarse un amplificador de corriente continua que se diseñe para desplazamiento térmico bajo. El amplificador de emisor acoplado es un ejemplo de circuito de esta clase. Los cambios de temperatura en cada transistor son similares y tienden a compensarse. La figura 127 es una forma de este amplificador.

El transistor de entrada, T_1, es una etapa de colector común que excita la etapa de base común, T_2. Se supondrá que los dos transistores usados están adaptados para ganancia de corriente y también para características

térmicas. La igualdad de corrientes de colector puede lograrse retornando el extremo de emisor de R_2 a la toma de un potenciómetro de baja resistencia, del orden de 20-50 ohmios, que se conecta entre los dos emisores.

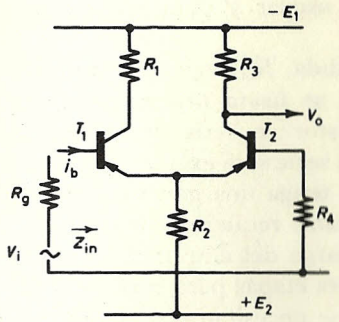


FIGURA 127

Puede usarse esto para compensar el desequilibrio en α' y en V_{be}. R_2 debe ser alta comparada con la impedancia de entrada de T_2 que ella deriva, ya que esto disminuye el desplazamiento. Al suponer que R_2 es alta, el circuito equivalente de la figura 128 puede usarse para estimar el funcionamiento del amplificador. En este tratamiento simplificado, se supone, usando los parámetros T, que r_c y $r_c(1 - \alpha)$ son grandes y pueden ignorarse y que los dos transistores tienen parámetros idénticos.

$$V_i = \alpha' i_b(2r_e + r_b + R_4) - \alpha i_e(r_b + R_4) + i_b r_b \tag{8.8}$$

$$V_o = \alpha i_e R_3 \tag{8.9}$$

$$i_e \doteq \alpha' i_b \tag{8.10}$$

De las ecuaciones (8.8) y (8.9):

$$a_v = V_o/V_i \doteq \frac{\alpha R_3}{2r_e + r_b + R_4 - \alpha(r_b + R_4)} = \frac{\alpha R_3}{r_e + r_{ee} + R_4(1 - \alpha)} \tag{8.11}$$

También

$$a_i = \alpha i_e/i_b = \alpha\alpha' \tag{8.12}$$

De las ecuaciones (8.8) y (8.10):

$$z_{in} = \alpha'(2r_e + r_b + R_4) - \alpha\alpha'(r_b + R_4) + r_b = \alpha'[r_{ee} + r_e + R_4(1 - \alpha)] + r_b \tag{8.13}$$

Si R_4 es pequeño, puede verse por las ecuaciones (8.11), (8.12) y (8.13) que la ganancia de tensión, la ganancia de corriente y la impedancia de salida se aproximan a las de un amplificador de emisor común. Cuando se usa este tipo de amplificador como parte de una unidad de potencia

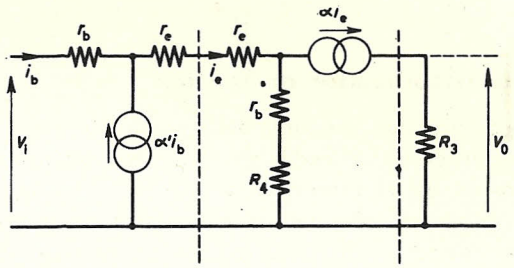


FIGURA 128

estabilizada, veremos más adelante que R_4 es la impedancia dinámica de un diodo zener y, por consiguiente, se cumple esta condición. La figura 129 muestra un circuito que presenta este amplificador en una unidad de potencia. El uso de este tipo de circuito se ha convertido en práctica corriente.

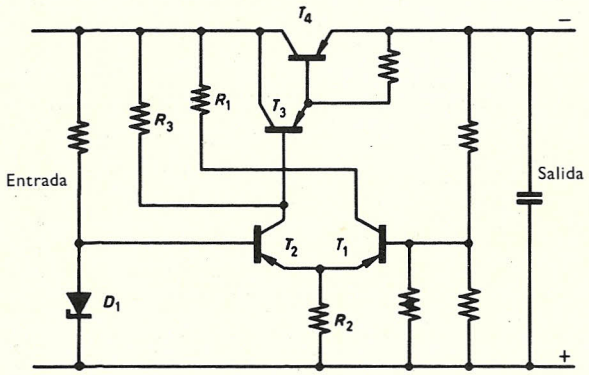


FIGURA 129

Si en determinado momento el potencial de salida aumenta, T_1 se polarizará más para conducir y la corriente en R_1 y R_2 aumentará (este transistor corresponde al T_1 de la fig. 127). Puesto que el potencial en la base de T_2 es constante, cualquier aumento en el potencial a través de R_2 disminuirá la corriente de emisor de T_2 que pasa por él. Por tanto, el potencial a través de R_2 se mantiene constante y es el potencial de referencia para T_1. Este circuito es preferible al de la figura 126, ya que D_1 se

usa para controlar la pequeña corriente de base de T_2 más bien que la corriente de emisor de T_1. Sin embargo, el potencial de referencia a través de R_2 es una etapa distante del diodo zener. Un potenciómetro a través de D_1 puede proporcionar la puesta inicial de la tensión de salida alterando el potencial a través de R_2.

Proyecto de un estabilizador de tensión

En un proyecto práctico, es conveniente tener la corriente de colector de los transistores en el amplificador de c.c. y la corriente que circula por el divisor de tensión en el intervalo de 1-3 mA. La corriente a través del diodo zener debe ser tal, que su resistencia de pendiente sea baja; normalmente una corriente de 10-20 mA es la conveniente. Siempre que sea posible, la tensión del diodo utilizado debe de estar tan próxima al intervalo de coeficiente de temperatura cero como sea posible (5,6-6,0 V).

Las especificaciones determinarán la tensión y la corriente de salida máximas. Esto será frecuentemente variable y, modificando el circuito de la figura 129, es posible construir un amplificador de alta ganancia con una tensión de referencia variable.

Puede conseguirse una mejora en la estabilización si el amplificador que proporciona la tensión correctora se hace funcionar con una línea de alimentación, cuyo potencial sea independiente de la tensión de salida. Esto se ilustra en forma esquemática en la figura 130.

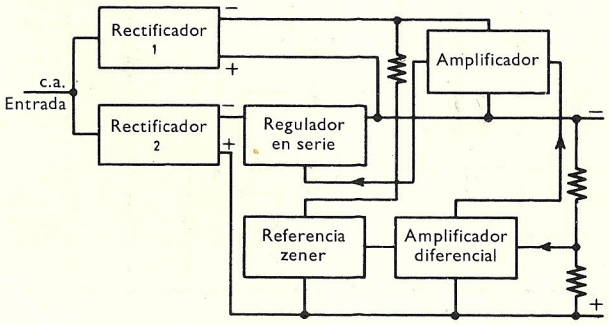


FIGURA 130

Al igual que en las fuentes de alimentación estabilizadas de alta tensión que utilizan válvulas, puede reducirse la tensión de rizado en la salida si intencionadamente se introduce corriente alterna en el amplificador de corriente continua y el amplificador tiene alta ganancia. La tensión introducida debe tener la amplitud y la fase correctas. Desarrollaremos un circuito basado en la figura 130 partiendo de la figura 131.

T_1 y T_2 y sus componentes asociados forman el amplificador diferencial de emisor acoplado. Se supone aquí que el potencial de salida está controlado por la salida del amplificador. Puesto que este potencial se compara con el potencial derivado del diodo zener, D_1, por un divisor 1 : 1

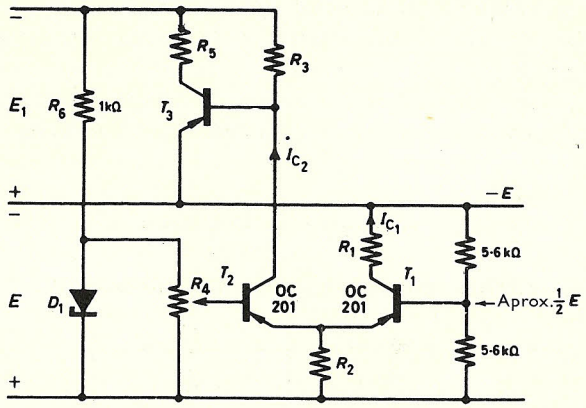


FIGURA 131

a través de los terminales de salida de la unidad de potencia, el potencial zener debe ser $1/2E_{máx}$. Cuando la salida de la unidad de potencia es $E_{máx}$, T_1 estará sujeto a una disipación máxima y el potencial a través de R_2 será aproximadamente $1/2E_{máx}$; R_2 debe ser alta comparada con la impedancia de entrada del amplificador de base común, T_2. Asimismo, la disipación de T_1 debe estar limitada a un nivel seguro.

Supongamos que $E_{máx} = 15$ V. Tenemos, debido al alto valor de R_3, que

$$I_{c,2} \ll I_{c,1} \tag{8.14}$$

Para una disipación máxima de 50 mW en T_1, cuando V_{ce} para T_1 es 7,5 V:

$$I_{c,1} = \frac{50}{1000 \times 7{,}5} \doteq 6 \text{ mA},$$

y

$$R_2 = 1{,}2 \text{ kilohmios.}$$

Puede incluirse una pequeña resistencia, R_1, de alrededor de 50 ohmios, como carga de colector para T_1 con el fin de limitar su corriente.

El amplificador principal utiliza una fuente de alimentación auxiliar, E_1, que no depende del potencial de salida de la unidad de potencia.

Si E_1 (aproximadamente $1/2\ E_{máx}$) = 8 V, y si T_3 tiene una corriente de colector de 0,5 mA, R_5 puede tener 4 V de caída de tensión en sus extremos y, por tanto, R_5 = 8,2 kilohmios.

Si $\alpha' = 25$, la corriente de base de T_3 que corresponde a una corriente de colector de 0,5 mA es 20 μA.

Por tanto, la corriente de colector de T_2 sería 200 μA que es tan baja como es posible, ya que circula corriente de fuga y esto está de acuerdo con la ecuación (8.14).

Sería ventajoso utilizar un transistor de silicio para T_2, y también para T_1, ya que éstos deben tener características similares.

Por tanto,

$$R_3 = \frac{8 \times 10^6}{200} = 40 \text{ kilohmios}$$

El resto del amplificador se muestra en la figura 132.

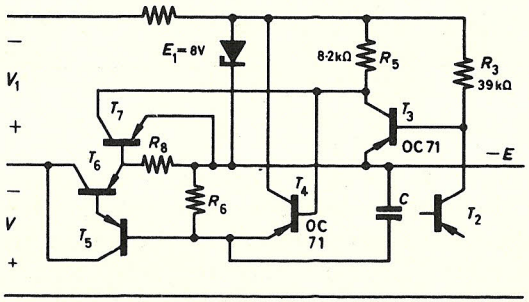


FIGURA 132

T_4 y T_5 son seguidores de emisor que adaptan el amplificador de tensión T_3 al regulador en serie T_6. La disipación de T_5, que proporciona la corriente de base para T_6, será alta y, por tanto, aquí usaremos un pequeño transistor de potencia. La elección de T_5 y T_6 dependerá de la corriente que la unidad debe ser capaz de suministrar.

Para una corriente de, digamos, 0,5 A puede usarse un solo transistor regulador, por ejemplo, el 2N257 o el OC 35, pero, para corrientes más altas, un cierto número de éstos se pondrán en paralelo cada uno con su resistencia de emisor en serie. Esta resistencia es necesaria para proporcionar una distribución equitativa de esta corriente entre los transistores del regulador.

Circuitos de protección

Si la salida de la unidad de potencia fuese cortocircuitada o se la pidiese un exceso de corriente, incluso durante un tiempo muy corto, la disipación máxima de T_6 podría fácilmente sobrepasarse. La protección mediante fusibles es demasiado lenta para salvaguardar el transistor.

Los dos métodos que se han adaptado son el uso de *a)* un elemento biestable que funciona con un disparador *schmitt* (véase cap. 10) y *b)* un circuito limitador de corriente. El primer método necesita rearmado. Hay que tener mucho cuidado en no intentar rearmar la unidad de protección, mientras existan todavía las condiciones incorrectas que causaron la sobrecarga.

La figura 132 ilustra el segundo método. T_7 y R_8 actúan como un limitador de corriente. La corriente de salida pasa por R_8 y se produce una tensión que es suficiente para hacer que T_7 conduzca. La corriente que toma se la quita a la base de T_4, reduciendo así la excitación sobre T_5 y T_6. Para una unidad de 0,5 amp, R_8 es alrededor de 1 ohmio y T_7 es un transistor de silicio de baja ganancia, tal como el OC 200.

Fuentes de alimentación de corriente constante

Se usan circuitos de corriente constante, por ejemplo, para la corriente del campo de los electroimanes, donde se desea antes el control de la corriente de salida que el de la tensión. Es posible utilizar una fuente de

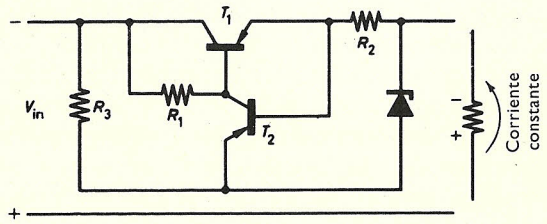


FIGURA 133

tensión con el circuito de protección que se acaba de describir, pues esto transforma la fuente de alimentación de tensión constante en una de corriente constante para cargas con alta corriente, en donde trabaja el circuito de protección. R_8 decide la magnitud de esta corriente.

La figura 133 muestra un circuito pensado en principio para usarlo como fuente de corriente constante. Para estabilizar la corriente de salida debe contrarrestarse cualquier cambio en la tensión a través de R_2, cambiando la corriente de base de T_1. Por consiguiente, la caída de tensión

en R_1 debe hacerse independiente de la corriente de salida. Esto se hace alimentando la tensión desarrollada en R_2 al amplificador T_2 y a su diodo de referencia.

La resistencia de salida, R_o, es aproximadamente igual al producto de R_2 por la ganancia del amplificador de realimentación.

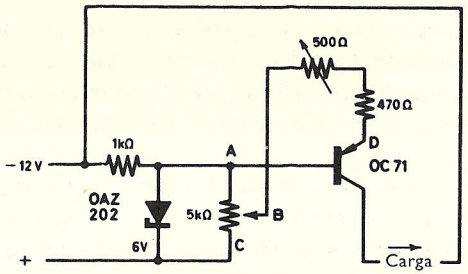


FIGURA 134

La figura 134 muestra una fuente práctica de corriente constante. Puede suministrarse una corriente constante de 1 μA hasta 10 mA. La resistencia interna, que para una fuente de corriente debe ser lo más alta posible, es 10 megohmios a 25 μA y 50 kilohmios a 10 mA.

Un supuesto aumento en la corriente que pasa por la carga aumenta la caída de tensión entre B y C y, puesto que la caída de tensión entre A y C es constante debido al diodo zener, la polarización directa entre A y B disminuye y el supuesto aumento se reduce también. Esto tiene el efecto de hacer la caída de tensión entre A y D muy independiente de la corriente de salida.

Los diodos de capas como rectificadores de potencia

Los circuitos de tensión y corriente estabilizadas pueden obtener sus alimentaciones sin regular de baterías o de una fuente alterna con un transformador de alimentación y un sistema rectificador. Estos rectificadores son frecuentemente diodos de capas de germanio o silicio, según se mencionó en el capítulo 7. Estre sus ventajas están su baja caída de tensión directa comparada con tipos anteriores, su pequeño tamaño y su posible larga duración. Sin embargo, muchos de estos diodos son particularmente sensibles a la sobrecarga y pueden ser destruidos por transitorios de tensión inversa excesiva o sobrecargas de corriente momentáneas. Puede proporcionarse alguna protección contra los transitorios de tensión si el diodo tiene características de avalancha. En este caso el transitorio efectúa una reducción en la impedancia de la que el diodo puede recuperarse.

Se supone que en el conveniente proyecto de los circuitos de fuentes de alimentación los rectificadores de potencia tendrán los sumideros de calor apropiados y trabajarán dentro de los límites de disipación de potencia.

Diodo de cuatro capas con puerta

En el capítulo anterior se hizo alusión al diodo de silicio de cuatro capas. Este diodo, en forma modificada, se conoce como rectificador controlado de silicio y se emplea en los circuitos de fuente de alimentación como rectificador o como inversor. Este dispositivo *pnpn* se construye como

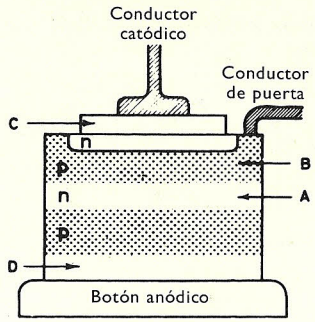


FIGURA 135

muestra la figura 135. Consiste en una oblea (*A*) de silicio del tipo *n* con capas del tipo *p* arriba y abajo, formadas por difusión. Sobre esto se produce una capa *pn* aleada (*B*), conectándose el material tipo *n* a través de una placa de molibdeno (*C*) al conductor catódico. Esta placa y la otra similar (*D*) ayudan a eliminar los resultados indeseables de las tensiones térmicas. Según indica la figura, se conecta asimismo al material tipo *p* un electrodo de puerta.

Con el ánodo positivo, según se muestra en la figura 136, solamente circula la corriente de fuga, debido al diodo con polarización inversa formado por las dos secciones centrales. Sin embargo, si llega ahora un impulso

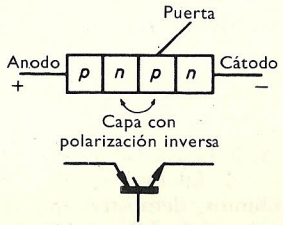


FIGURA 136

positivo al electrodo de puerta, los electrones serán inyectados debido a este impulso desde el cátodo a las dos secciones izquierdas de la figura 136. La barrera de potencial del diodo polarizado inversamente se abate de esta manera y, entonces, circula una corriente de conducción alta que es típica de los diodos con polarización directa. La tensión a través de la unidad conductora es del orden de 1 V, incluso cuando circula una corriente elevada. La corriente de puerta que se necesita para iniciar una corriente de unos 50 A puede ser del orden de 10 mA. Para producir un encendido fidedigno, la corriente de puerta debe ser, por ejemplo, el triple de este valor. Si ésta se deriva, por ejemplo, de un impulso de 10 V pico, entonces, para una disipación de una potencia de unos 0,5 W en el circuito de puerta, se puede conmutar en el circuito anódico una potencia pico del orden de 10 kW.

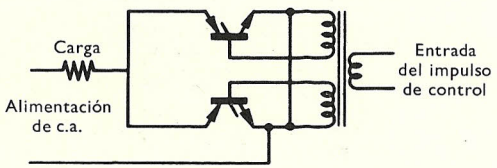


FIGURA 137

En la figura 137 se usan impulsos de control para encender dos rectificadores. Una vez que se ha encendido un rectificador, continúa conduciendo hasta que la tensión de su ánodo baja hasta casi cero. Por consiguiente, puede usarse la fase de los impulsos de control para variar la corriente media de carga. Aunque los impulsos se alimentan simultáneamente a ambos rectificadores, solamente se enciende uno de ellos, a saber, el que tiene positiva la tensión ánodo-cátodo. El circuito de la figura 137, junto con sus circuitos de control de fase variable, podría usarse para variar la corriente alterna que pasa por una carga. Esto se efectúa con la disipación de muy poca potencia en los rectificadores o en los circuitos de control. Los impulsos de control podrían derivarse de un oscilador sinusoidal (véase cap. 9), pero para una fase de encendido precisa es preferible un impulso con un borde frontal muy empinado. Los generadores de impulsos de este tipo se describen en el capítulo 10.

Problemas

1. Considerar el circuito de la figura 126 y deducir una expresión para su factor de estabilización, S. Si $R_1 = 5$ kilohmios, $R_2 = R_3 = 100$ ohmios, $\alpha'' = 50$, $g_{m.2} = 40$ mAV ^{1}, $R_2 = 20$ ohmios, demostrar que S es aproximadamente 0,018. Hallar también la impedancia de salida. [Resp. 1,8 ohmios.]

2. Considerar el amplificador de emisor acoplado de la figura 127 con una entrada en *push-pull* aplicada a las bases de los dos transistores. Deducir una expresión para la impedancia de entrada del amplificador y demostrar que, si $\alpha = 0{,}985$ y $r_{ee} = 95$ ohmios, la impedancia de entrada es aproximadamente 12,5 kilohmios.

3. Dibujar un circuito equivalente para la figura 133 y obtener así una expresión para la resistencia de salida de este generador de corriente.

4. *a*) Dibujar circuitos que muestren cómo los restificadores controlados de silicio pueden usarse, 1) como inversores y 2) como rectificadores de tensión alterna para trabajo en media onda y en onda completa. Discutir los impulsos de puerta necesarios para estas aplicaciones.

b) Suponiendo que el rectificador tiene un impulso de puerta corto y rectangular, cuya fase puede variarse respecto a la tensión anódica, dibujar la forma de onda de la corriente anódica que podría esperarse para varias fases de la tensión de puerta.

5. Estimar el factor de estabilización térmica y la impedancia de salida del circuito estabilizador de tensión de las figuras 131 y 132. ¿Hasta qué punto está determinado por T_1, T_2 y T_3 el factor de estabilización térmica? ¿Cuál es el objeto del condensador C de la figura 132?

BIBLIOGRAFIA

BENETEAU: The design of High Stability D. C. Amplifiers, *Semiconductor Products*, 27, febrero 1961.

BENETEAU y MURAI: D. C. Amplifiers Using Transistors, *Electronic Engng.*, 257, abril 1963.

BUTLER: Overload Protection of Transistor Regulated Power Supplies, *Wireless World*, 409, agosto 1963.

LOWRY: Industrial Applications of Silicon Controlled Rectifiers, *Proc. I.E.E.*, **106,** 1384, 1959.

NAMIBIAR: Transistor Differencial Amplifiers, *Electronic Tech.*, 147, abril 1962.

NOWICKI: An Introduction to Transistor Transmitters, *Electronic Engng.*, 744, noviembre 1962.

RITSON y FOSS: Transistor Power Supplies with Limited Overload Current, *Electronic Engng.*, 526, agosto 1962.

WENHAM: The Design of Direct Voltage and Current Stabilisers Using Semiconductor Devices, *Proc. I.E.E.*, **106,** 1384, 1959.

CAPITULO

9

Osciladores sinusoidales

Cuando un amplificador de transistor tiene una parte de su salida realimentada a su circuito de entrada sus características se modifican. En el capítulo 4 se consideró el caso en que la tensión realimentada tenía una componente importante en contrafase con la señal de entrada, reduciendo así la ganancia. Un análisis más detallado mostraría que la rotación de la fase de la señal era, en cada caso, debida en parte al circuito utilizado con el transistor y en parte al mismo transistor. Ambos elementos son sensibles a la frecuencia. En particular, la red pasiva conectada al transistor puede fácilmente hacerse que sea sensible a la frecuencia.

En este capítulo, consideraremos los circuitos, llamados osciladores, en los que el cambio de fase del lazo total es cero. Parte de la tensión de salida es realimentada a la entrada para proporcionar la tensión de señal sin recurrir a ninguna entrada externa. Si el cambio de fase de la red pasiva es altamente sensible a la frecuencia, es posible controlar la frecuencia de oscilación mediante el ajuste de la red. Esta frecuencia puede depender también en algún grado de los parámetros del transistor, pero el diseño adecuado del circuito puede hacerla casi independiente de los cambios en los parámetros, debidos a cambios en la temperatura. Ya que los circuitos que pueden hacerse en la práctica producen algo de atenuación, una condición más para la oscilación es que la ganancia del transistor debe compensar esta pérdida.

Una red pasiva satisfactoria es un dispositivo de tres terminales conectado al transistor, de forma que la rotación de fase y la ganancia del lazo sean correctas. En esta clase de circuito es cuestión de opinión cuál de estos tres terminales se considera como común a la entrada y a la salida del transistor. Por consiguiente, los osciladores de transistor no se clasificarán

como que trabajan en las modalidades de base común, emisor común o colector común por lo que respecta a su comportamiento a la corriente alterna.

Osciladores *L-C*

La figura 138 muestra un circuito simplificado de un oscilador de transistor, en el cual los componentes de la polarización se han omitido. Es análogo al oscilador anódico sintonizado de válvulas electrónicas.

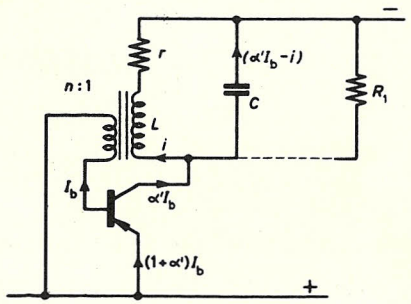


FIGURA 138

Las corrientes que se suponen que circulan se indican en la figura y la resistencia r puede suponerse que es la resistencia de la inductancia L. La resistencia R_1 representa pérdidas de potencia del circuito. El análisis de la figura 138 puede simplificarse mucho si suponemos que el transistor no está nunca ni enclavado ni cortado. El transistor puede representarse por el circuito equivalente de emisor común, usando parámetros T con la suposición simplificadora de que $r_c(1 - \alpha)$ es lo suficientemente grande, comparada con todas las demás impedancias, para que pueda despreciarse la corriente que circula por ella. El circuito equivalente del oscilador es entonces el de la figura 139, en el que se muestran las corrientes que corresponden a la figura 138.

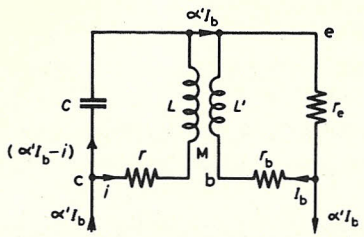


FIGURA 139

Estas simplificaciones son satisfactorias con tal que la frecuencia de funcionamiento sea mucho menor que f_1. Las capacitancias de capas pueden ignorarse en esta etapa. Un tratamiento más detallado que las tenga en cuenta puede justificarse a altas frecuencias.

La figura 139 se ve que consiste en dos mallas y el análisis a continuación es la aplicación de las leyes de Kirchhoff a estas mallas.

Malla izquierda:

$$(\alpha' I_b - i)\left(\frac{-j}{C\omega}\right) - i(r + j\omega L) = j\omega M I_b$$

es decir,

$$i\left[j\left(\frac{1}{C\omega}\right) - j\omega L - r\right] = I_b\left(j\omega M + \frac{j\alpha'}{C\omega}\right).$$

Malla derecha:

$$I_b(r_b + j\omega L') + (\alpha' + 1)I_b r_e = -j\omega M i$$

es decir,

$$I_b[r_b + (\alpha' + 1)r_e + j\omega L'] = -j\omega M i$$

Considerando las relaciones $I_b : i$ en las ecuaciones de las dos mallas tenemos

$$\frac{j\left[\left(\frac{1}{C\omega}\right) - \omega L\right] - r}{j\omega M} = \frac{j\left(\omega M + \frac{\alpha'}{C\omega}\right)}{r_b + j\omega L' + (\alpha' + 1)r_e}$$

Por consiguiente:

$$\left[j\left(\frac{1}{C\omega} - \omega L\right) - r\right]\left[r_b + j\omega L' + (\alpha' + 1)r_e\right] = \omega M\left(\omega M + \frac{\alpha'}{C\omega}\right)$$

Igualando términos imaginarios:

$$\left[\frac{1}{C\omega} - \omega L\right]\left[r_b + (\alpha' + 1)r_e\right] - \omega L' r = 0$$

Entonces, poniendo $r_b + (\alpha' + 1)r_e = \alpha'' r_{ee}$

$$(1 - \omega^2 LC)\alpha'' r_{ee} - \omega^2 L' C r = 0$$

o bien

$$\omega^2(LC\alpha'' r_{ee} + L'Cr) = \alpha'' r_{ee}$$

Por consiguiente,

$$\omega^2 = \left(\frac{1}{LC + CL'r/\alpha'' r_{ee}}\right) \qquad (9.1)$$

Igualando términos reales

$$\alpha'' r r_{ee} + \omega L'\left(\frac{1}{C\omega} - \omega L\right) = -\omega M\left(\omega M + \frac{\alpha'}{C\omega}\right)$$

o bien

$$\alpha'' C r r_{ee} + L' - \omega^2 L L' C = -\omega^2 M^2 C - \alpha' M$$

y si $M^2 = LL'$ (si no se usa núcleo de hierro $M^2 = k^2 LL'$)

$$\alpha'' r r_{ee} + L'/C + \alpha' M/C = 0$$

es decir

$$|M| \geq C r r_{ee}/\alpha + L'/\alpha' \qquad (9.2)$$

La ecuación (9.1) permite el cálculo de la frecuencia de resonancia y muestra que depende no sólo de la L y de la C del circuito sintonizado, sino también de la carga y de $\alpha'' r_{ee}$, es decir, de los parámetros del transistor. Ahora bien, éstos dependen de la temperatura y, por tanto, le ocurre lo mismo a la frecuencia.

Para una estabilidad de frecuencia buena, puede necesitarse estabilizar la temperatura. También r debe ser pequeña y $\alpha'' r_{ee}$ alta. Por consiguiente la Q del circuito sintonizado y la ganancia de corriente del transistor deben ser altas. La capacitancia del colector, despreciada hasta ahora, es del orden de 50 pF para una tensión de colector de unos 3 V y un transistor de aleación de germanio. Ya que esta capacitancia es función de la tensión de colector, esta tensión no debiera variar y la capacitancia externa de sintonía debe hacerse mucho mayor que la capacitancia de capa. El efecto de los cambios en esta capacitancia y en r_e sobre la estabilidad de frecuencia puede reducirse usando una inductancia con toma intermedia.

La relación de vueltas del transformador, n (fig. 139) debe ser tal que la resistencia de entrada reflejada no amortigüe el circuito sintonizado. Las oscilaciones crecen y están limitadas por la no linealidad. Sin embargo, las oscilaciones sinusoidales de forma de onda buena, pueden producirse aumentando r_e por medio de una resistencia de realimentación exterior en el circuito de emisor, R_E. El valor de R_E puede hallarse por la experiencia; está a menudo en el intervalo de 20-100 ohmios.

Un análisis más completo muestra que

$$R_E \doteqdot \frac{3r_b - \alpha' r_e}{\alpha' - 3} \text{ ohmios} \qquad (9.3)$$

La ganancia del lazo de tensión, después de que se ha logrado la oscilación de amplitud constante, es naturalmente la unidad, pero es deseable una ganancia de lazo algo mayor, inmediatamente antes del desarrollo de las oscilaciones.

La ganancia de lazo, $a_v = ng_m R_L$ donde n es la relación de vueltas fraccional y R_L es la carga efectiva y que consiste en la impedancia di-

námica del circuito sintonizado y en R_1 en paralelo con ella. La elección de la ganancia decide, por tanto, n.

Pero de la ecuación (3.7), $g_m \doteqdot \alpha/r_e$ (cuando α tiende a uno), $\doteqdot 1/r_e$. Por consiguiente, la ganancia del lazo $= nR_L/r_e$ o, si se usa una resistencia de realimentación, R_E, en el conductor de emisor

$$a_v = \frac{nR_L}{r_e + R_E} \tag{9.4}$$

Ejemplo. Diseñaremos ahora un oscilador L-C que proporcione una salida de 50 mW a una carga de 100 ohmios. Se dispone de fuentes de alimentación de 12 V. La figura 140 muestra un posible circuito. Hallaremos ahora valores de los componentes de este circuito, suponiendo que el oscilador tiene que trabajar a una frecuencia de 10 kc/s.

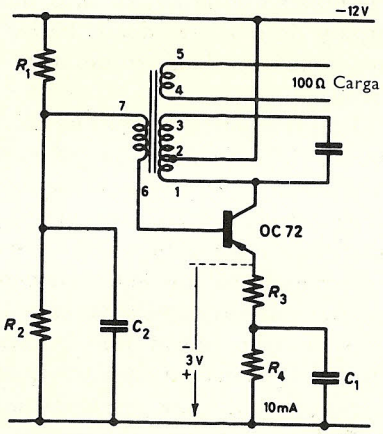


FIGURA 140

La figura 140 muestra un transistor tipo OC 72 trabajando a una corriente media de 10 mA. Es deseable trabajar a 9 V de forma que V_{ce} esté bien dentro de los valores del transistor, es decir, la tensión a través de $R_3 + R_4$ que sea igual a 3 V.

Si la salida de potencia es 50 mW, la tensión a través de los terminales de salida en la carga $= 2{,}25$ V.

Es deseable que el transistor trabaje en clase B en donde la eficiencia es mayor que en clase A. La oscilación pico del colector corresponderá, por tanto, a medio ciclo de la oscilación y es aproximadamente 8 V suponiendo que enclava a $V_{ce} = 1$ V. La impedancia ofrecida es $(8^2 \times 1000)/$ $/(2 \times 50) = 640$ ohmios, es decir, para adaptar la carga se necesita una relación de vueltas de $\sqrt{640/100}$, es decir, 2,55 : 1.

Si la frecuencia de oscilación es 10 kc/s y la impedancia en el colector es $R = L/C_r$, donde r es la resistencia serie efectiva del circuito sintonizado, entonces, eliminando r tenemos: $\omega^2 \doteqdot 1/LC$, de donde $L\omega Q = R$, donde $Q = \omega L/r$. Aquí $R = 640$ ohmios y es practicable una Q de trabajo de alrededor de 10.

Entonces $\omega L = 64$, y $L = 64/2\pi 10\,000 \doteqdot 1{,}0$ mH.

Ferroxcube LA 1 especifica 53 vueltas por mH y aquí el arrollamiento de salida entre los puntos 1 y 2 de la figura tiene 53 vueltas. La capacitancia C de sintonía para esta frecuencia puede hallarse ahora, ya que

$$C = 1/\omega^2 L = \frac{10^6}{4\pi^2 \times 10^8 \times 10^{-3}}\ \mu\text{F} \doteqdot 0{,}25\ \mu\text{F}.$$

Esta puede reducirse por un factor de 100, por ejemplo, a 2500 pF mediante bobina de toma intermedia donde la relación de vueltas conveniente $n' = 100^{1/2} = 10 : 1$. Esto requiere un arrollamiento total del colector de 530 vueltas.

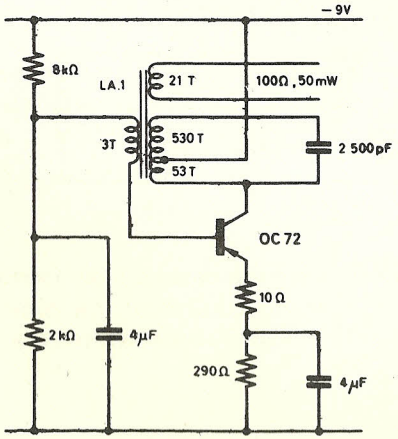


FIGURA 141

Las características de entrada del transistor muestran que se requiere una excitación pico de unos 0,35 V y si la salida es 8 V a través de 53 vueltas, entonces $0{,}35 \times 53/8$ vueltas son las que se necesitan para el arrollamiento de base, es decir, alrededor de 3 vueltas. En este ejemplo el efecto derivador de esta realimentación se ha ignorado (véase problema 2 de este capítulo).

Para el OC 72, α' es aproximadamente 70 y, por tanto, $I_b = 10/70$ mA.

Una corriente conveniente del divisor de tensión es un orden de magnitud mayor que ésta, es decir, alrededor de 1,5 mA. Por tanto, $R_2 = \dfrac{3 \times 1000}{1{,}5} = 2$ kilohmios, y $R_1 = 8$ kilohmios. Asimismo $R_3 + R_4 =$ $= 1/10\ (3 \times 1000) = 300$ ohmios, y de la ecuación (9.3) $R_3 \doteqdot 10$ ohmios.

El circuito completo está ilustrado en la figura 141.

Osciladores *L-C* a altas frecuencias

La figura 142 muestra un oscilador Colpitts siendo c_0 y c_1, los dos condensadores de sintonía en serie a través de *L*. Este oscilador es capaz de trabajar por encima de 200 Mc/s con una potencia de salida de 40 mW. Un amplificador adicional (no mostrado en la figura) podría trabajar en base común y usaría un transistor del mismo tipo. Probablemente trabajaría en clase B y entregaría alrededor de 200 mW de potencia. Hay transistores que entregan varios vatios a esta frecuencia.

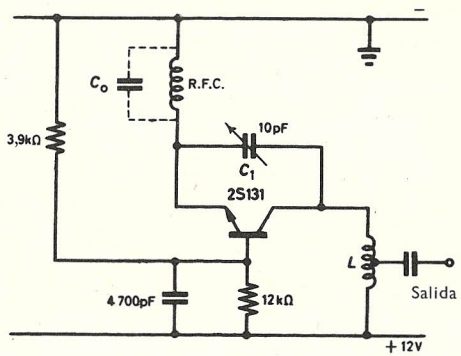


FIGURA 142

El funcionamiento de los osciladores a altas frecuencias puede todavía analizarse mediante un circuito equivalente tal como el circuito *T*, pero hay que recordar que α y r_e deben considerarse que tienen componentes imaginarios y reales.

Osciladores de frecuencia modulada

Puede conseguirse la modulación en frecuencia de un oscilador *L-C* modulando, bien la corriente base, bien la corriente de emisor del transistor.

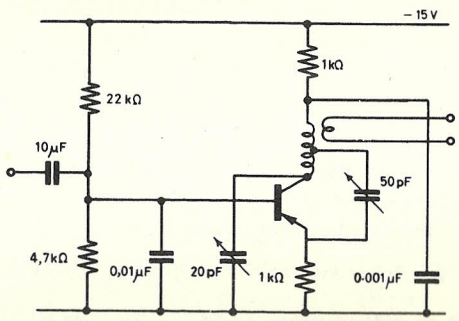


FIGURA 143

El segundo método necesita una potencia moduladora mayor. La figura 143 muestra un oscilador Hartley de R.F. típico, con modulación de base.

El circuito produce una característica de desviación de 30 mV, eficaces, para una desviación de 100 kc/s que es esencialmente lineal para modulación de tensiones hasta unos 100 mV. Se produce también inevitablemente algo de modulación en amplitud. Esta puede quitarse con un limitador adecuado.

Osciladores *R-C*

Las redes *R-C* de cambio de fase y los dispositivos activos tales como válvulas o transistores pueden usarse para construir osciladores o amplificadores selectivos. Los dos tipos de circuito son similares, distinguiéndose a menudo solamente en la cuantía de la corriente o tensión de realimentación. Hay consideraciones especiales en el caso de los circuitos de transistor.

a) La red de cambio de fase puede tener que trabajar en una baja impedancia, la impedancia de entrada del transistor, alrededor de 50 ohmios en la modalidad de base común, o alrededor de 1000 ohmios en la modalidad de emisor común. Si se usan seguidores de emisor múltiples en el camino de realimentación puede eliminarse este inconveniente.

b) La ganancia del transistor debe ser mayor que la atenuación de la red.

c) Debe tenerse en cuenta el cambio de fase del transistor y sumarla al cambio de fase de la red para obtener una evaluación precisa de las condiciones que se necesitan para un cambio de fase total cero. Esto es de particular importancia a frecuencias sólo un poco menores que f_1.

La baja impedancia de entrada del transistor limita el uso de esas redes cambiadores de fase que emplean condensadores. Por tanto, hay que disponer un circuito de entrada *C-R* de manera que la resistencia esté en paralelo con la entrada al transistor más bien que la capacidad, a menos que se tomen precauciones especiales para asegurar que el efecto derivador de la entrada del transistor se haya mantenido pequeño.

Redes de filtro *R-C*

Los osciladores con tres etapas similares de filtro *R-C* necesitan una ganancia del amplificador de 29 y para cuatro etapas la ganancia mínima es 18,4. La figura 144 muestra un ejemplo de este tipo de red. Puesto que la atenuación de la red es más bien alta, puede ser necesario seleccionar transistores con altos valores de ganancia de corriente para esta aplicación particular. Se obtiene una atenuación menor con redes con más secciones o usando redes cuyas secciones no contienen valores iguales

de R y C. Por tanto, puede demostrarse que, si la red contiene C, nC y n^2C y R, R/n y R/n^2, la atenuación es aproximadamente 20 cuando n es 5 y es menor para valores más altos de n, con tal que los condensadores y las resistencias se dispongan de forma que cada sección no sea tan severamente derivada por la sección anterior como cuando todos los valores de C y R son iguales. La atenuación tiende a un mínimo teórico menor que 10 cuando cada sección no está cargada por la sección siguiente.

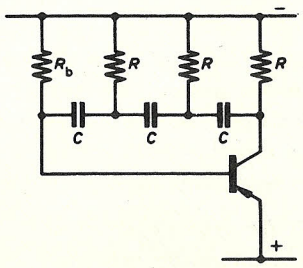


FIGURA 144

En la figura 144 la corriente de base está determinada por R_b y es deseable que ésta sea lo mayor posible, de acuerdo con una forma de onda de alta pureza. Por esta razón R_b es variable a menudo. La variación de frecuencia puede conseguirse alterando una de las redes o usando poten-

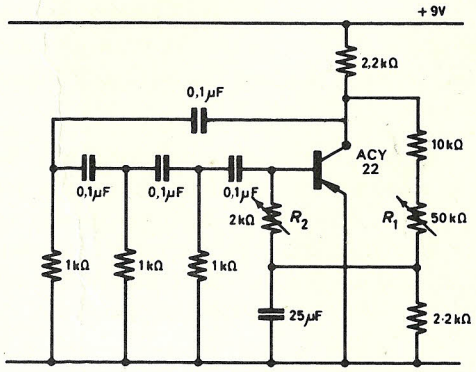


FIGURA 145

ciómetros múltiples. Un circuito práctico que tiene en cuenta estos puntos es el de la figura 145 donde R_1, que fija la corriente de base, se establece previamente para una ganancia máxima consistente con una forma de onda pura. R_2 modifica la red de cambio de fase y, por tanto, es el control de frecuencia. Con estos valores de los componentes la frecuencia de oscilación es de 1 kc/s aproximadamente.

Osciladores de doble T

La atenuación de las redes de doble T es a menudo inferior a la de las redes cambiadoras de fase ya descritas, de forma que aunque se use un transistor con ganancia más baja, el circuito todavía oscilará. El circuito convencional de doble T de la figura 146 a debe trabajar con una impe-

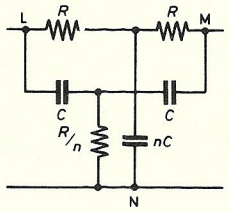


FIGURA 146 a

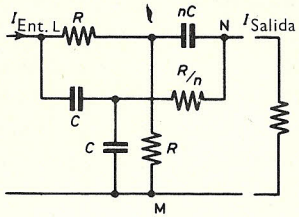


FIGURA 146 b

dancia de generador baja entre L y N, por ejemplo, y alimentar una impedancia de salida alta entre M y N. Aunque los osciladores de transistor pueden usar redes de doble T de esta clase, si se utiliza una etapa seguidor de emisor, ésta no se adapta bien a las impedancias del transistor. Sin embargo, una redisposición de las resistencias y condensadores componentes produce la red de la figura 146 b, que sigue siendo un circuito básico de doble T. La entrada, ahora, es entre L y M y la salida se toma de M y N.

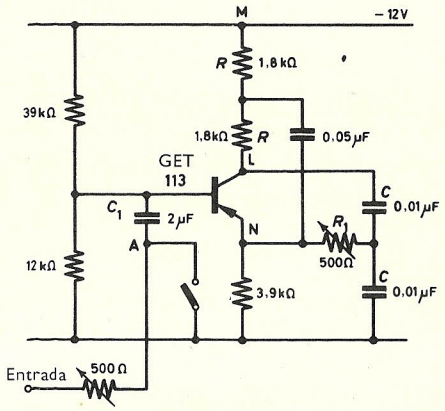


FIGURA 147

Esto es apropiado para terminar con una baja impedancia y estar excitado por una alta impedancia y, por consiguiente, se presta más fácilmente a los circuitos de transistores.

El análisis demuestra que, para valores de n entre 3 y 8, la atenuación es menor de 12, con un mínimo a n justamente menos de 5 (véase problema 5 de este capítulo). La figura 147 muestra un circuito basado en esta red. Los puntos L, M y N, a los que nos hemos referido ya, se muestran en la figura. Por lo que se refiere a magnitudes alternas, ambas líneas de alimentación se conectan al punto M.

La frecuencia de oscilación puede controlarse ajustando R_1. Esto tiene algún efecto sobre la atenuación mínima de la red. Por otra parte, si C_1 está abierto en el punto A y se alimenta de un amplificador de baja impedancia, puede evitarse la oscilación mediante la resistencia de 500 ohmios en serie con C_1. El circuito se convierte entonces en el de un amplificador selectivo y esta resistencia controla su selectividad, mientras que R_1 controla su frecuencia central.

La frecuencia de funcionamiento, f, como oscilador o como amplificador selectivo está dada por $2\pi f = 1/CR$, donde $R_1 = 1/5\ R$ en el circuito.

Sin embargo, la resistencia finita de entrada del transistor baja la frecuencia de resonancia y aumenta el valor mínimo de la ganancia de corriente que se necesita para la oscilación. La capacitancia de salida del transistor influye también en la frecuencia de resonancia y en el valor mínimo de la ganancia de corriente.

Osciladores de puente de Wien

Los osciladores de transistor de puente de Wien pueden también diseñarse sobre principios semejantes. Sus principales ventajas son la baja atenuación y la facilidad de ajuste, cuando se usan en osciladores de frecuencia variable. Sólo dos componentes necesitan alterarse para cambiar

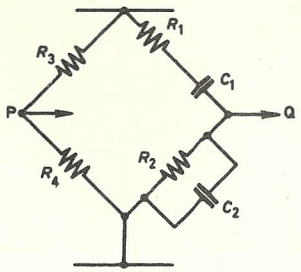


FIGURA 148

la frecuencia independientemente de la atenuación introducida. Se emplean a menudo termistores en el lazo de realimentación para estabilizar la carga sobre el oscilador. Es necesario alguna precaución de esta clase con casi todos los osciladores R-C de transistor de precisión, ya que los cambios

efectuados en la frecuencia de funcionamiento a menudo alteran la carga sobre la red R-C. El circuito de puente de Wien de la figura 148 se equilibra cuando las partes real e imaginaria de la tensión entre P y Q se hace que desaparezcan simultáneamente. Por consiguiente, hay una relación en fase entre las tensiones de entrada y de salida del puente de Wien.

La frecuencia de funcionamiento cuando $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ viene dada por

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} = \frac{1}{C_1 R_1}$$

Se requiere un amplificador de dos etapas de muy baja ganancia y hay así mucha oportunidad para los circuitos de alta estabilidad corregida de desplazamiento de frecuencia.

Osciladores controlados por cristal

La dificultad principal en el proyecto de oscilador de cristal es la alta impedancia de los cristales. Un método corriente emplea dos transistores para formar un amplificador de dos etapas. La realimentación positiva total se aplica a través del cristal y un circuito sintonizado que resuene a la frecuencia del cristal. Un circuito de esta clase podría usarse desde

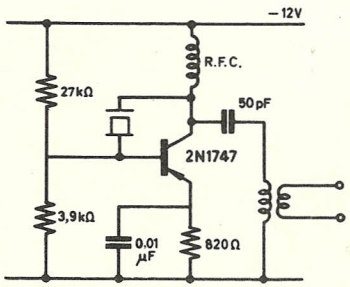


FIGURA 149

bajas frecuencias, del orden de 10 kc/s hacia arriba, como oscilador de frecuencia patrón. Usando un cristal con un coeficiente cero de temperatura centrado sobre la temperatura de trabajo, por ejemplo, la temperatura ambiente normal, puede conseguirse una frecuencia patrón que es exacta en tres partes por millón, sin tener que recurrir al control por horno. Se han diseñado también osciladores con un solo transistor. Las figuras 149 y 150 muestran dos de éstos.

En la figura 149, un cristal de 15 Mc/s oscila en un circuito emisor común que usa un transistor de tipo difuso. Un circuito de esta clase es

capaz de dar una salida de potencia superior a 20 mW a 25 % de eficiencia. Se usa como oscilador local en receptores de comunicación diseñados para trabajar en varias frecuencias de canal preseleccionadas. Cuando son necesarias frecuencias más altas, puede usarse la multiplicación de frecuencia, aunque se obtendrá menos potencia. La figura 150 muestra un oscilador de cristal en el que el circuito de colector está sintonizado a un armónico de la frecuencia del cristal. Estos circuitos extienden la frecuencia de los osciladores de cristal en un factor de tres, por lo menos, antes de que por su baja eficiencia resulten impracticables.

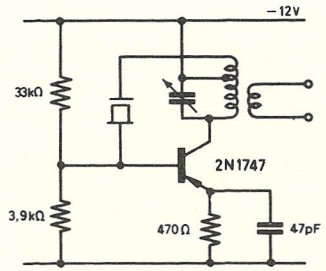


FIGURA 150

Los osciladores de cristal pueden diseñarse utilizando cerámicas de titanato, de la clase empleada en los filtros de F.I. (véase cap. 5). Aunque tienen impedancias adecuadas a los circuitos de transistor, no poseen la estabilidad del cuarzo. La figura 151 muestra un ejemplo de circuito típico que emplea transistores de silicio y una línea de alimentación de tensión estabilizada. La estabilidad de frecuencia del oscilador es de 20 partes por millón por grado centígrado de variación en la temperatura ambiente, y de 75 partes por millón por voltio, de variación en la tensión de alimen-

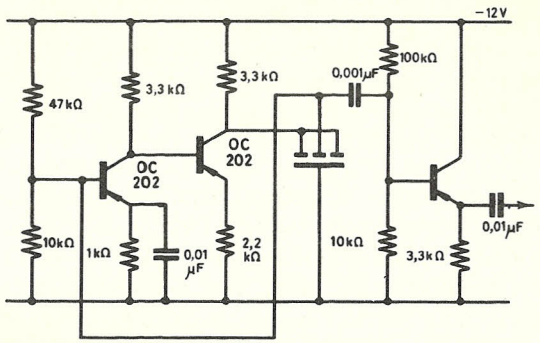


FIGURA 151

tación. La salida se toma a través del filtro de titanato, empleando un seguidor de emisor. Aunque esto proporciona la salida relativamente pequeña de 0,5 V de pico a pico, la forma de onda es de buena calidad.

Osciladores a frecuencias muy bajas

Se han proyectado osciladores que son capaces de proporcionar una buena salida sinusoidal a frecuencias hasta del orden de 1 ciclo en cinco minutos. Sin embargo, las dificultades de estos circuitos ha conducido al desarrollo de generadores de función accionados por la luz, en los que un disco rotatorio transparente lleva una sección opaca cuya forma, junto con el sistema óptico, es la que produce la forma de onda de salida deseada.

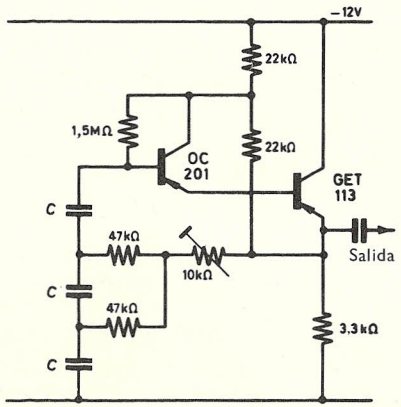


FIGURA 152

Los osciladores electrónicos, sin embargo, a diferencia de estos tipos fotomecánicos, se fundan corrientemente en los filtros *C-R*. La figura 152 muestra un ejemplo en que se utiliza una red de cambio de fase *C-R*. El potenciómetro, previamente ajustado, de 10 kilohmios, se usa como control de la realimentación y se ajusta de forma que haya comenzado la oscilación, pero no está limitada por una no linealidad extrema. Cuando la frecuencia es muy baja, la fuga del primer transistor y de los condensadores de la red son de mucha importancia. El circuito indicado oscila aproximadamente a 1 c/min con $C = 80\ \mu F$, o bien a 11 c/s con $C = 0{,}1\ \mu F$.

Problemas

1. Se ha formulado que $g_m = \alpha/r_e$. Examinar esta aproximación y hallar una ecuación más precisa para g_m y, por tanto, para la ganancia del lazo de un oscilador *L-C*.

2. Idear un oscilador *L-C* capaz de funcionar a 50 kc/s, empleando una alimentación de 9 V. Usar las características de un transistor de pequeña potencia para entregar 1 W a una carga de 75 ohmios. Considerar el efecto de la potencia disipada en la impedancia de entrada del transistor por el bobinado de realimentación que deriva la salida y hallar así la magnitud de la imprecisión introducida al ignorar esto en el diseño.

3. Deducir un valor para la ganancia del lazo del oscilador *L-C*, diseñado como ejemplo en este capítulo. Si esta ganancia del lazo, antes de la oscilación, hubiese que reajustarla a 3 aproximadamente, ¿cómo habría que modificar el diseño para efectuar esto?

4. Deducir las expresiones para el cambio de fase de 180° y para la atenuación asociada de una red de filtro *R-C* de tres etapas, cuyos elementos son R, R/n y R/n^2, y C, nC y n^2C. De aquí, poniendo $n = 1$, demostrar que la atenuación correspondiente es 29. (El método sugerido no es el más rápido para obtener este resultado, pero permite ver claramente el efecto de las variaciones en n.)

5. Hallar la relación I_{in}/I_{out} para el circuito de la figura 146 *a* y, de aquí, demostrar que la frecuencia a la que I_{in} y I_{out} están en fase es independiente de n. Hallar la atenuación de la red cuando $n = 5$. [Resp. 10,7.]

6. La figura 148 muestra una red de puente de Wien. Emplearla en el diseño de un oscilador de 1000 c/s. Hallar asimismo la atenuación de la red de Wien. ¿Cómo puede adaptarse la ganancia de los elementos activos a la atenuación de la red? [Resp. 3.]

BIBLIOGRAFIA

BAXANDALL: Transistor Sine Wave Oscillators, *Proc I.E.E.*, **106,** 748, 1959.
LAMBDEN: Network Tuned Amplifiers with Variable Bandwidth, *Electronic Engng.*, 109, febrero 1963.
STOTT: Transistor *RC* Oscillator, *Wireless World*, 91, febrero 1962.

CAPITULO

10

Circuitos de conmutación y de impulsos

La figura 153 muestra una familia de características de salida y una línea de carga AB superpuesta. Hay tres estados posibles de funcionamiento según se indica.

Estos estados son *a*) corte, ambas capas con polarización inversa, *b*) funcionamiento normal para amplificadores y *c*) saturación, estando ambas capas con polarización directa.

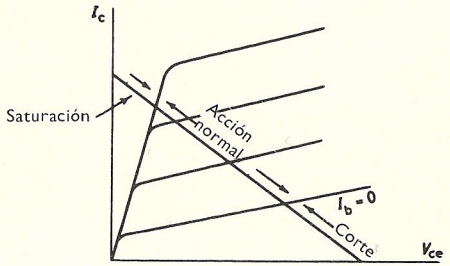


FIGURA 153

Dependiendo de cómo se alcanzan las regiones extremas en un funcionamiento de conmutación, el transistor puede estar subexcitado o sobreexcitado. La cuantía de la excitación afecta al tiempo de respuesta del transistor a cambios de nivel en sus terminales de entrada. Si está sobreexcitado, por ejemplo, ambas capas deben estar despejadas de portadores antes de que pueda quedar en corte, habiéndose recombinado los portadores almacenados o habiendo sido barridos.

Las características de conmutación incluyen el tiempo de elevación, el tiempo de almacenaje y el tiempo de caída. Estos se hallan examinando la salida para un impulso de entrada dado. Los fabricantes dan estos tiempos y los tiempos de encendido y apagado, según se miden en los circuitos de prueba que usan relés inmersos en mercurio. Estos tiempos pueden comprenderse observando la figura 154.

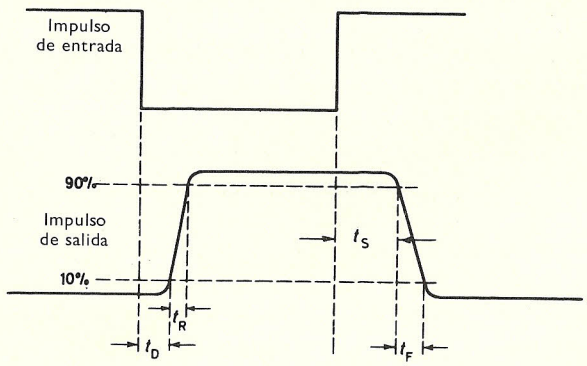


FIGURA 154

El tiempo de encendido, t_{on}, es la suma del tiempo de retardo, t_D, más el tiempo de elevación, t_R, en el que el tiempo de retardo se mide desde el comienzo del impulso de entrada hasta que la salida ha alcanzado el 10 % de la amplitud total. El tiempo de elevación se mide como el

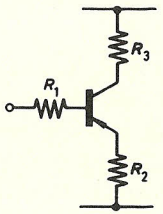


FIGURA 155

tiempo empleado en subir desde el 10 % hasta el 90 % de la amplitud total. El tiempo de apagado, t_{off}, es la suma del tiempo de almacenaje, t_S, más el tiempo de caída, t_F. Los tiempos típicos para transistores de aleación son del orden de 0,3 microsegundos, mientras que para los transistores de aleación difusa son del orden de 20 nanosegundos. El tiempo de retardo es siempre algo menor que los tiempos de almacenaje y de caída mientras que el tiempo de elevación es corriente y ligeramente mayor que cualquiera de los otros.

Para una excitación de corriente, los tiempos de encendido y de apagado son iguales, y pueden reducirse reduciendo R_1 en la figura 155. Puede lograrse una reducción mayor introduciendo una pequeña resistencia de emisor, R_2, del orden de 10-100 ohmios. También, se necesita un transistor con una frecuencia de corte alta para un tiempo de conmutación corto. Si f_1 es la frecuencia para una ganancia de corriente unidad, y la carga inyectada en el circuito de base por un impulso es δq, entonces

$$\delta q = I_b \delta t, \text{ en el tiempo } \delta t \tag{10.1}$$

Pero esta carga δq debe ser suficiente para establecer la corriente de emisor a la frecuencia f_1.

Por tanto,

$$I_e = 2\pi f_1 \delta q \tag{10.2}$$

y

$$I_b = I_e/(1 + \alpha') \tag{10.3}$$

Luego, de las ecuaciones (10.1) y (10.2), eliminando δq tenemos:

$$I_e = I_b 2\pi f_1 \delta t$$

y de la ecuación (10.3)

$$\delta^t = \frac{1 + \alpha'}{2\pi f_1} \tag{10.4}$$

Esta es una relación simplificada aproximada, siendo un resultado mejor el que los tiempos de encendido y de apagado sean aproximadamente 2,2 δt.

Si, por ejemplo, $\alpha' = 80$ y $f_1 = 40$ Mc/s, $\delta t = 0{,}7$ microsegundos, aproximadamente.

En la figura 155, los tiempos de conmutación pueden reducirse con un valor de R_3 bajo; asimismo el tiempo de encendido puede reducirse con la sobreexcitación, aunque esto también aumenta el tiempo de apagado.

Sin embargo, si el transistor está enclavado, el tiempo de encendido se aumenta en una cantidad que representa el tiempo que lleva vencer el exceso de carga de base efectuado por el enclavamiento. En el diseño de circuitos de impulsos, una componenda útil entre un fuerte enclavamiento y la sobreexcitación es tomar el valor de α' como el valor más bajo esperado del intervalo dado por el fabricante.

Parámetros de carga

Las tentativas para predecir el comportamiento de un transistor dado, en cualquier circuito particular en el transcurso de estas líneas, no han tenido éxito en particular. Con la introducción de los parámetros de carga se ha llegado a disponer de un nuevo método. El transistor se considera

aquí como un dispositivo que funciona por carga, necesitándose una corriente finita de entrada, sólo para contrarrestar los efectos de la recombinación de los portadores.

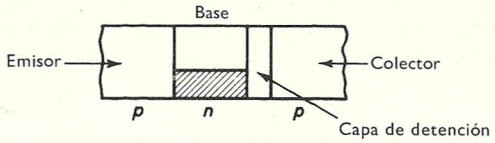


FIGURA 156

Para un emisor con eficiencia unidad, una inyección de carga en la base, no sujeta a pérdidas, hará que circule una corriente en el circuito de colector hasta que la carga sea retirada. Sin embargo, en la práctica, se necesitará una corriente sostenida de base, I_b, para mantener el nivel de la carga de base, Q_b. Ahora I_b es proporcional a Q_b y así todas las corrientes pueden expresarse en función de Q_b.

Primeramente, consideremos el caso en el que el transistor está apagado. El área sombreada de la figura 156 muestra la carga electrónica que debe ser suministrada para mantener el equilibrio con donadores en la base tipo n de un transistor pnp.

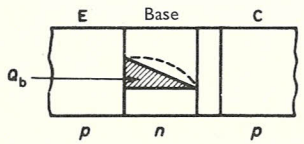


FIGURA 157

Ahora, si se enciende el transistor, pero tiene una carga cortocircuitada de modo que V_{cb} es constante, la carga adicional inyectada Q_b (figura 157) se distribuirá a través de la base, según se indica, produciendo una corriente de colector, I_c. Podría notarse aquí que la distribución de carga sigue la línea de puntos en un transistor de base gradual, mientras que en una capa de aleación lineal sigue la línea llena. Ahora I_c es proporcional a Q_b.

Por consiguiente,

$$T_c = Q_b/I_c \tag{10.5}$$

donde T_c es la constante de tiempo del colector. T_c depende de la anchura de base, necesitando una base más estrecha una carga menor para dar un gradiente dado.

Ahora la anchura de base depende la tensión de colector ya que ésta controla la anchura de la capa infranqueable. En este tratamiento elemental

se supondrá que cuando un transistor está enclavado, $V_{cb} = 0$, y T_c puede por consiguiente definirse convenientemente para esta condición, es decir,

$$T_{co} = Q_b/I_c, \quad V_{cb} = 0 \tag{10.6}$$

Esta suposición es una aproximación válida para muchos tipos de transistores de aleación.

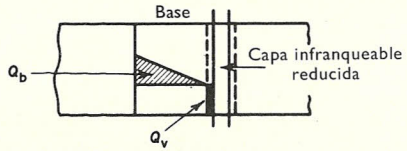


FIGURA 158

Después, consideremos el transistor encendido con una carga finita de colector. Aquí V_{cb} cambia al encender pero luego se hace cero aproximadamente. Se necesita una carga Q_v para cargar la capacitancia de la capa de detención del colector, C_{tc}, según se muestra en la figura 158. La carga total Q_{on} está dada por la ecuación (10.7). Para apagar el transistor se necesita, una carga similar:

$$Q_{on} = Q_b + Q_v = Q_{off} \tag{10.7}$$

$$= I_c T_{co} + Q_v \tag{10.8}$$

donde

$$Q_v = KC_{tc}\,\delta V_{cb} \tag{10.9}$$

K es una constante, 1-1,5 para base difusa y 1-2 para capas de aleación.

Hasta ahora hemos supuesto que el transistor trabaja en la región activa, y T_{co} y Q_v junto con la ganancia de corriente, α_o' (definida en la ecuación 10.10) son suficientes para describir su funcionamiento:

$$\alpha_o' = I_c/I_b, \quad V_{cb} = 0 \tag{10.10}$$

Región de saturación

Sin embargo, si la corriente de base es suficiente para llevar el transistor a saturación, debe darse a la base una carga Q_{bs}, además de la Q_{on}, de forma que la corriente de saturación de la base correspondiente, I_{bs}, pueda ser mayor que I_c/α_o'.

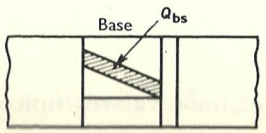


FIGURA 159

La figura 159 ilustra esta carga extra, Q_{bs}. La constante de tiempo de saturación, T_s, viene dada por la ecuación (10.11):

$$T_s = Q_{bs}/I_{bs} \tag{10.11}$$

Para apagar el transistor la carga total que debe retirarse ahora, Q_{off}, está dada por la ecuación (10.12)

$$Q_{off} = Q_b + Q_v + Q_{bs} = I_c T_{co} + Q_v + I_{bs} T_s \tag{10.12}$$

Ganancia de corriente «a la presentación»

En los circuitos lógicos transistor-resistencia que se describirán más adelante, puede presentarse frecuentemente el caso de que cuando se ha encendido un transistor circule solamente una corriente de colector pequeña. Sin embargo, puede pedirse una corriente de colector mayor cuando las puertas de diodo conectadas a su salida son abiertas después, bajando, por tanto, la carga del colector. Esto no debe hacer que el transistor deje el estado saturado. De aquí que la carga de base debe de ser capaz de permitir que circule una corriente $I_{c,\,máx}$, a la presentación. La corriente de base, $I_{c,\,máx}/\alpha'_o$, no es suficiente para esto. En esta nueva situación, la corriente de colector, en un caso extremo, puede ser cero, de forma que una carga de base con una corriente $I_{c,\,máx}$ será entonces $Q_{bs}(= I_{c,\,máx}\, Q_b/I_c)$.

Pero,

$$\frac{I_{c,\,max}}{I_c} Q_b = I_{c,\,max}\, T_c \quad \text{[de la ecuación (10.5)]}$$

La carga de base presente debe, en estas circunstancias, ser levantada por una corriente de base, I_{bs}, donde la carga es:

$$I_{bs}\, T_s = Q_{bs} \qquad \text{[de la ecuación (10.11)]}$$

Por consiguiente,

$$I_{bs} T_s = Q_{bs} = I_{c,\,máx}\, T_c$$

o bien

$$T_s = \frac{I_{c,\,máx}}{I_{bs}} T_c = \alpha_s' T_c \tag{10.13}$$

donde α'_s es la ganancia de corriente *a la presentación.*

$$\alpha_s' = \frac{\text{corriente de colector momentánea disponible}}{\text{corriente de base}}$$

En la tabla 24 se dan algunos valores típicos para los parámetros de carga.

Luego, de la ecuación (10.10), $\alpha_o' = I_c/I_b$, $V_{cb} = 0$.

Por consiguiente,

$$I_b = I_c/\alpha'_o, \quad V_{cb} = 0$$

y la diferencia entre la I_b estacionaria y este valor es I_{bs}, es decir,

$$I_{bs} = I_b - I_c/\alpha'_o,$$

cuando, de la ecuación (10.12), $Q_{off} = I_c T_{co} + Q_v + T_s(I_b - I_c/\alpha'_o)$

$$= Q_v + T_s I_b + I_c(T_{co} - T_s/\alpha'_o)$$

Por tanto, utilizando la ecuación (10.13)

$$Q_{off} = Q_v + T_s I_b + T_c I_c(1 - \alpha'_s/\alpha'_o) \tag{10.14}$$

Tabla 24

Parámetro de carga

	T_c (μs)	T_s (μs)	α'_o	α'_s	Q_v (pC)	$\alpha'_o T_c$ (μs)	α'_o/α'_s
TK 20	0,05	1,5	40	30	250	2	1,33
NKT 101.	0,02	2,0	50	25	220	1	2
NKT 109.	0,06	2,0	50	25	220	3	2

La ecuación (10.14) es importante ya que los valores máximos de T_s, T_{co} y $(1 - \alpha'_s/\alpha'_o)$ tienden a presentarse juntos y, por tanto, pueden usarse para hallar un valor probable de Q_{off}.

Se ha hallado esta teoría para explicar el comportamiento de los transistores de aleación. Puede modificarse para extenderla a tipos más recientes. En algunos de los trabajos dados en la bibliografía se encontrarán métodos de medida de los parámetros de carga y de su uso.

Como ejemplo, consideremos el caso de un transistor que tiene una alimentación de 12 V y una carga de colector de 1,2 kilohmios y tiene una f_T de 5 Mc/s. Si la capacitancia de la capa infranqueable del colector es 10 pF, entonces, suponiendo que K vale 2 [en la ecuación (10.9)], puede hallarse Q_{on} de la ecuación (10.7)

$$\omega_T = 2\pi \times 5 \times 10^6$$

Por consiguiente,

$$T_{co} = \frac{1}{10^7\,\pi} \text{ (ya que } T_{co} = 1/\omega_T)$$

Por consiguiente, si $I_c = 10$ mA, $I_c T_{co} = 10^3/\pi$ picoculombios, y

$$Q_{on} = \frac{10^3}{\pi} + 2 \times 10 \times 12 \text{ pC} \doteq (315 + 240) \text{ pC} = 555 \text{ pC}.$$

Si el potencial de entrada oscila también hasta 12 V, para una salida en onda cuadrada la carga de entrada de 555 pC debe ser suministrada de la carga almacenada en el condensador C_1 de la figura 160. Por tanto, $C_1 \doteq 555/12$ pF $\doteq 47$ pF.

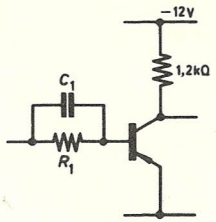


FIGURA 160

R_1 se proyecta entonces para suministrar la corriente que se necesita para compensar la carga perdida por recombinación, de forma que la corriente de base permanece constante en el valor deseado mientras el transistor se enciende. Si el transistor se excita a saturación (véase fig. 161) la corriente de base de saturación puede hallarse de la ecuación (10.11). Por consiguiente, $I_{bs} = I_b - I_c/\alpha'$, donde α' es la ganancia más baja de corriente que puede esperarse de la *dispersión* en la fabricación.

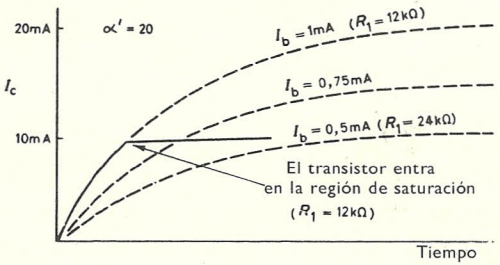


FIGURA 161

Si $\alpha' = 20$ y $R = 18$ $k\Omega$, de forma que $I_b = 0{,}75$ mA, $I_{bs} = 0{,}75 - 0{,}5 = 0{,}25$ mA.

La corriente de base, a menudo, se proyecta para que sea la menor que necesita el transistor con la ganancia más baja, de forma que esté justo saturado. Si la ganancia de corriente *a la presentación*, α', se conoce, puede calcularse el tiempo *de apagado*. En este ejemplo puede verse que $Q_{bs} = 0$ para $I_b = 0{,}5$ mA.

Si aquí, $I_{bs} = 0{,}25$ mA, y $\alpha'_s = 15$ (lo cual es probable para $\alpha' = 20$), $T_s = 15/10^7 \pi$ [de la ecuación (10.13)], y $Q_{off} = (555 + 350)$ pC $= 905$ pC.

Q_{on} es suministrada, y Q_{off} extraída en forma exponencial de modo que los tiempos de encendido y de apagado definidos desde los niveles 10 % y 90 % pueden estimarse de la geometría de las formas de onda. En el caso de excitación de corriente, una aproximación basada en esto y en la ecuación (10.5) conduce al siguiente resultado para t_{on}, cuando el transistor no está saturado.

$$t_{on} = t_{off} = \frac{T_{co} Q_{on}}{Q_b} \log_e 9$$
$$= 0{,}055 \log 9 = 0{,}12 \ \mu s$$

Circuitos de conmutación estática

Un ejemplo de circuitos de conmutación de transistores es el conocido por conmutación estática. Aquí, la función lógica de la puerta se realiza mediante redes de resistencia y los transistores invierten la salida de puerta y mantienen los niveles de tensión que corresponden al conmutador que se abre o se cierra. En los circuitos de puerta por diodo (cap. 7) estos niveles se deterioraban debido a la caída de tensión finita a través de cada diodo, incluso cuando conducían. Por esta razón, entre otras, se usan con frecuencia amplificadores inversores entre cada combinación «y-o». Con conmutación estática el elemento básico es el de la figura 162.

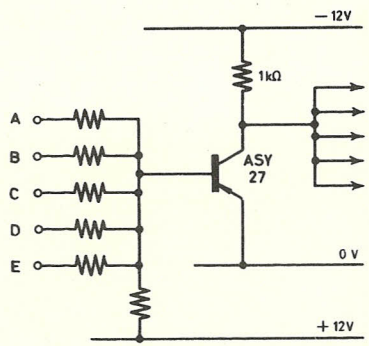


FIGURA 162

El número de entradas que se pueden usar para excitar el transistor se llama *entrada en abanico*. El número de salidas que pueden tomarse del transistor para excitar otros circuitos similares se llama *salida en abanico*. Normalmente los circuitos comerciales tienen una salida y entrada en abanico de alrededor de cinco. El fin de la técnica proyectista es obtener altas entradas y salidas en abanico con un tiempo de propagación de señal pequeño.

Para describir la función de un circuito de esta clase es corriente definir dos niveles de tensión que corresponden a los dos estados de *transistor encendido* y *transistor apagado*. Estos niveles se escriben «1» y «0». Si el circuito se usa con el acuerdo de tensión negativa, es decir, cuando el más negativo de los niveles de entrada representa un «1», entonces realiza la función «no-o», con frecuencia según la abreviatura «nor»[1]. Cuando una o más entradas se hace negativa, es decir, es un «1», el transistor se enciende y la salida está aproximadamente al mismo nivel que el de la línea común, el más positivo de sus dos estados posibles, es decir, es un «0». La función de puerta es así A o B o C o D o E. Más corriente es escribir esto como A + B + C + D + E. El transistor invierte esto en no (A + B + C + + D + E), más corrientemente escrito como $\overline{A + B + C + D + E}$.

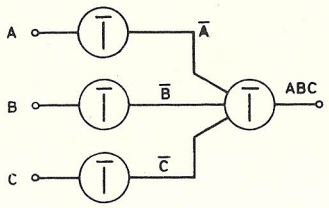


FIGURA 163

Las combinaciones simples de estos circuitos pueden utilizarse para proporcionar las funciones «y» y «o» comparables con las obtenidas a más baja impedancia que con los sencillos circuitos de diodo. La mayor salida en abanico de estos elementos transistor-resistencia es una de sus ventajas, comparados con los circuitos de diodo. Sin embargo, la máxima velocidad de funcionamiento que puede predecirse, partiendo de un conocimiento de los parámetros de carga, es frecuentemente menor que la de las redes de diodo.

La figura 163 muestra un ejemplo de la combinación de elementos transistor-resistencia en forma de diagrama en bloque. Se usan tres transistores para invertir las entradas A, B y C y están todas conectadas a un nuevo elemento. Puede verse que solamente cuando todas las entradas son «1», están las salidas $\overline{A}$, $\overline{B}$ y $\overline{C}$ todas ellas en el nivel «0». Así, el transistor de salida está apagado y (según el acuerdo negativo) su salida es también «1». El circuito completo realiza así la función «y». Pueden fácilmente extenderse los mismos principios a otras funciones.

[1] *N. del T.*—Esta abreviatura viene de «not-or».

Circuitos de impulsos de fototransistores

Los portadores pueden inyectarse en una capa semiconductora por medio de fotones de luz que inciden sobre la capa y ceden su energía a los portadores de la impureza. Un ejemplo de un circuito de impulsos que utiliza un fototransistor, en el que las capas se exponen a la luz, es el de una unidad esclava de flash en la que una lámpara de flash fotográfico ha de encenderse automáticamente cuando se enciende una lámpara ama, iluminando así momentáneamente el fototransistor. Las figuras 164 y 165 muestran dos circuitos típicos.

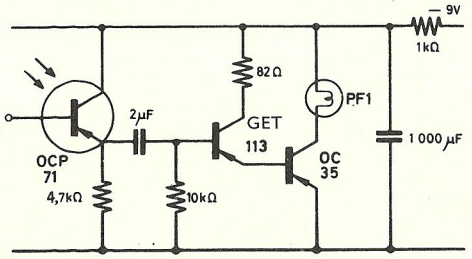


FIGURA 164

En la figura 164, la carga almacenada en el condensador de 1000 μF es descargada por el transistor de potencia a través de la lámpara de flash, haciendo que entre en ignición. El tiempo que se necesita para que ocurra

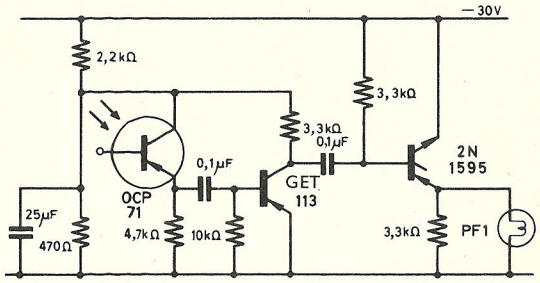


FIGURA 165

esto se debe principalmente al tiempo empleado después del comienzo de la corriente, para que la salida de luz de la lámpara ama alcance su pico, un retardo que viene a ser de unos 16 ms. En la figura 165 se usa con el mismo fin un pequeño rectificador controlado.

Generadores de impulsos

La figura 86, que mostraba las características de salida de un transistor de potencia, incluía la región de multiplicación por avalancha. Si un transistor trabaja en esta región, tiene lugar una formación multiplicativa rapidísima de pares electrón-hueco que, si no se controla, puede dar por resultado la destrucción del transistor. Si el factor de multiplicación es grande, entonces, la corriente minoritaria de colector puede sobrepasar la corriente de emisor y de esta forma la ganancia de corriente ser mayor que la unidad.

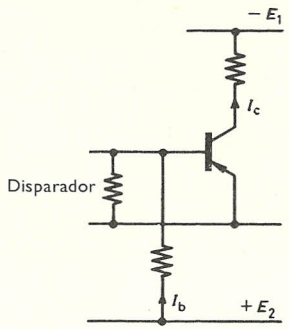


FIGURA 166

La figura 166 muestra un circuito de avalancha típico en el que E_1, es lo suficientemente grande para que el transistor entre en la región de avalancha y E_2 hace que circule la corriente inversa de base. En esta región la característica tiene pendiente negativa y esto conduce a dos puntos de funcionamiento estables en los extremos de esta pendiente. Estos son *a*) con una V_{ce} alta y una baja I_c, típicamente alrededor de 100 μA, y *b*) con una corriente alta y una tensión más baja donde α es aproximadamente la unidad (α' tendiendo a infinito, según indica la pendiente vertical de la característica). El tránsito entre estos niveles da por resultado impulsos con un tiempo de elevación de unos pocos nanosegundos.

Generador inestable de impulsos

Otro generador de impulsos es el circuito multivibrador o inestable. Se usa frecuentemente como generador de *onda cuadrada*. La figura 167 muestra un ejemplo, en la que T_1 y T_2 son los elementos activos del multivibrador. Los transistores se encienden alternativamente. El efecto del encendido inicia una acción acumulativa que apaga el otro transistor del par. Ya que se usa acoplamiento capacitivo, esta situación no puede

mantenerse y, cuando el condensador de acoplamiento se ha descargado parcialmente, una segunda acción acumulativa empieza a invertir la situación. Esto da tensiones de salida en los colectores que son aproximadamente rectangulares y están en contrafase.

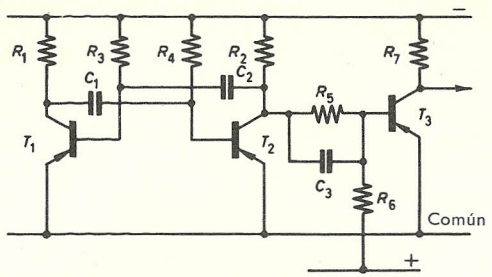


FIGURA 167

La figura 168 muestra formas de onda típicas. En el funcionamiento de este circuito, el tiempo durante el cual persiste la acción acumulativa es muy corto, de forma que con tal de que el tiempo de repetición del impulso sea grande comparado con el tiempo de encendido, el tiempo

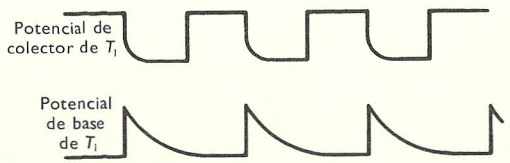


FIGURA 168

durante el cual ambos transistores están actuando activamente como amplificadores es despreciable. Asimismo, si el circuito se diseña de manera que los transistores T_1 y T_2 se saturan, habrá un retardo, t_D, entre el momento en que uno de estos transistores empieza a conducir y el momento en que empieza a bajar la corriente de colector del otro transistor. Esto es debido a que la carga sobrante, Q_{bs}, es primero retirada de la región de base del transistor que está apagado y esto no tiene ningún efecto sobre su potencial de colector.

Si el circuito es simétrico, $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R_L$; $R_3 = R_4 = R$.

Consideremos el caso cuando T_2 está encendido y está siendo apagado.

$$C \frac{dV_{c2}}{dt} = -I_{c2} \qquad (10.15)$$

$$I_{b2} = E/R = T_c \frac{dI_{c2}}{dt}$$

Por consiguiente,

$$I_{c2} = \frac{1}{T_c}\int_0^D \frac{E}{R}\,dt$$

o bien

$$I_{c2} = \frac{Et_D}{T_c R} \qquad (10.16)$$

$$I_{b1} = E/R + C\frac{dV_{c2}}{dt} \qquad (10.17)$$

$$Q_{bs} = \int_0^{t_D} -I_{b1}\,dt$$

$$= -\int_0^{t_D}\left(E/R + C\frac{dV_{c2}}{dt}\right)dt \qquad \text{[de la ecuación (10.17)]}$$

$$= \int_0^{t_D}\left(-E/R + \frac{Et_D}{T_c R}\right)dt \qquad \text{(de las ecuaciones (10.15) y (10.16)]}$$

Por consiguiente,

$$Q_{bs} = \frac{Et_D}{R}\left(\frac{t_D}{2T_c} - 1\right) \qquad (10.18)$$

Esto supone que t_D es mucho menor que $R_L C$.

Cuando se ha apagado T_2, su potencial de colector sube exponencialmente con una constante de tiempo $R_L C$ a medida que se carga C. Esta corriente de carga es una componente de la corriente de base, I_{b1}, de T_1, que se está encendiendo de modo que $I_{b1} \doteqdot E(1/R + 1/R_L)$. El potencial de colector de T_1 sube desde el potencial de alimentación, $-E$, hasta casi cero. Si t_R es el tiempo de subida para esta variación de potencial, y para el aumento asociado en I_{c1}, hasta E/R_L, entonces ya que $I_{c1} = Q_{b1}/T_c$ [de la ecuación (10.5)], $I_{c1} = I_{b1}t_R/T_c$, si t_R es pequeño.

Por tanto,

$$t_R \doteqdot \frac{T_c}{1 + R_L/R} \qquad (10.19)$$

Si C ha empezado a cargarse al principio del tiempo de elevación, entonces el tiempo real de elevación será mayor que el calculado por la ecuación (10.19).

El potencial de base de T_2 que se ha hecho positivo por esta acción empieza ahora a recuperarse, cargándose C a través de R.

Así,

$$V_{b1} = E - (E - V_{b(off)})e^{-t/RC}$$

donde $V_{b(off)}$ es el valor de V_b cuando T_2 está apagado, justo antes del comienzo de este cambio.

Por tanto,

$$t = RC\log_e(1 + V_{b(off)}/E) \qquad (10.20)$$

Puede suponerse que es una buena aproximación el que la *variación de tensión* en un colector se transmita sin atenuación a la base del transistor opuesto, de forma que $V_{b(off)}$ es aproximadamente igual a E y la ecuación (10.20) se reduce a $t = RC\log_e 2$.

Si los tiempos transitorios dados por las ecuaciones (10.18) y (10.19) son cortos comparados con t, el tiempo para un ciclo completo es $2t$, es decir, aproximadamente 1,38 RC, de forma que la frecuencia de repetición, f, viene dada por $f = 1/(1{,}38\ RC)$ (en primera aproximación). En caso de necesidad, puede deducirse un valor más preciso de las ecuaciones (10.18)-(10.20).

Una modificación de la figura 167 es usar un circuito complementario de transistores *pnp* y *npn*. Un circuito de esta clase puede dar un tiempo de conmutación más rápido, porque la baja impedancia de cada transistor es capaz de suministrar la alta corriente de excitación que necesita el otro, pero no ha encontrado mucha aceptación en el pasado, ya que no se disponía de transistores *pnp-npn* bien adaptados. Ya no ocurre esto, y este tipo de circuito es probable que se use con más frecuencia en un futuro.

Hay algunos circuitos interesantes que son parecidos al multivibrador, pero usan acoplamiento directo entre los transistores. En estos circuitos un pequeño cambio rápido en el nivel de tensión o de corriente produce un cambio en el estado del circuito. El circuito puede volver atrás automáticamente después de un tiempo dado, cuando se le denomina *monoestable* o puede necesitar una segunda variación para efectuar esto, cuando se le denomina *biestable*.

Circuitos monoestables

Estos son circuitos que tienen un estado estable y otro inestable o cuasiestable. Estos circuitos se han utilizado para producir un impulso rectangular de duración conocida a partir de un impulso dado, más corto, y también para introducir un retardo de tiempo predeterminado entre un impulso de entrada y una salida. La figura 169 muestra un circuito típico. Este circuito es capaz de producir retardos del orden de unos pocos milisegundos mediante la elección conveniente de elementos. Para obtener retardos del orden de 1 min, el valor de R_1 debe de aumentarse para aumentar la constante de tiempo. A menudo se emplean transistores de silicio y se conecta el condensador C_1 entre la base de T_2 y el colector de T_1 a través de un seguidor de emisor.

La longitud del impulso de salida depende de la constante de tiempo C_1R_1, y finalmente decae exponencialmente según C_1R. El método de análisis es similar al ya descrito para el circuito inestable. Al llegar un impulso positivo a la base de T_2, diferenciado por C_3, T_2 se corta y T_1

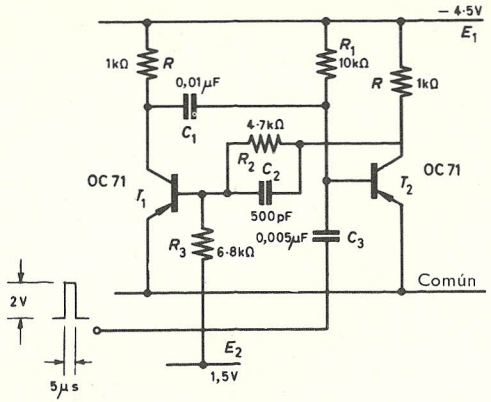


FIGURA 169

es forzado fuertemente a conducir. C_1 se carga a través de R_1 hasta que T_2 conduce de nuevo. T_1 se corta entonces rápidamente y C_1 se descarga por R, mientras C_2 controla el tiempo de recuperación del circuito en conjunto.

El estado cuasiestable puede demostrarse que persiste durante un tiempo, t, donde

$$t = R_1C_1 \log \left(\frac{E + V_{b(off)}}{E} \right)$$

Circuito monoestable de emisor acoplado

El circuito monoestable de emisor acoplado se ilustra en la figura 170. En su estado estable, T_2 está conduciendo y T_1 no conduce. Un frente que se va haciendo positivo, en la entrada, es diferenciado por C_1 y enviado a través del diodo (que impide se apliquen impulsos que se van haciendo negativos) al colector de T_1 y a la base de T_2. T_2 se apaga y el potencial de colector de T_1 sube hasta casi cero, haciendo a la base de T_2 más positiva. El circuito vuelve a su estado estable a medida que C se carga a través de R_3. El acoplamiento entre T_2 y T_1 es a través de la resistencia, R_4, de emisor común. Debido a esto, no es necesario sacar a T_2 de la región de saturación, a diferencia de los circuitos inestables ya descritos, antes de que el transitorio regenerativo pueda comenzar. Esto se debe a que la retirada de la carga Q_{bs} de T_2 hace que circule una corriente

en su resistencia de emisor, iniciando así la realimentación a T_1 incluso antes de que Q_{bs} haya sido totalmente retirada. Una de las aplicaciones de este circuito es como modulador de anchura de impulso, ya que la base

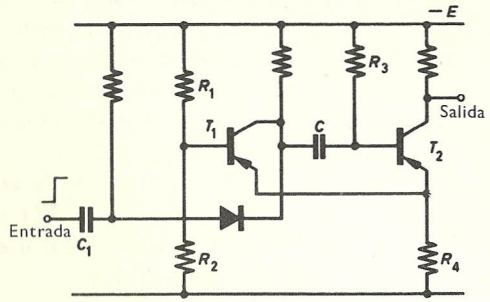


FIGURA 170

de T_1 es fácilmente accesible y el cambio en el potencial de base varía la anchura del impulso. El cálculo de la duración de la salida de impulso monoestable negativo sigue las mismas líneas que en los circuitos precedentes.

Oscilador de bloqueo

La figura 171 muestra un oscilador de bloqueo. Este dispositivo produce un impulso de salida aproximadamente rectangular en el colector y una tensión en rampa aproximadamente lineal en su base. Cuando se

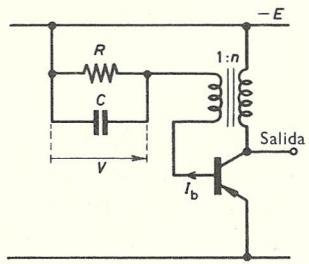


FIGURA 171

aplican los potenciales, la corriente de colector sube casi linealmente debido a la inductancia en el conductor del colector hasta que el potencial de colector es casi cero. Esto induce una tensión, E/n, en el circuito de base, de modo que la corriente de base I_b está dada por

$$I_b = [E(1 + 1/n) - V]1/R \qquad (10.21)$$

Ahora, a medida que C se carga, V aumenta, haciendo que baje I_b mientras que I_c está creciendo todavía. Así, finalmente, I_c/I_b se hace igual a α' y ya no está saturado. Cualquier aumento ulterior en I_c no puede tener lugar y, por tanto, la tensión E/n cesa, haciendo que caiga rápidamente la corriente de base y que el transistor se apague. Esto invierte el signo de la tensión inyectada en el circuito de base, que hace que el efecto sea acumulativo, de modo que una gran polarización inversa es aplicada al transistor. Cuando se desvanece ésta, el ciclo puede nuevamente comenzar.

La conducción cesa cuando $V = E(1 + 1/n)$ [de la ecuación (10.21)], y C se descarga a través de R de forma que $V = E(1 + 1/n)e^{-t/RC}$.

Cuando la tensión de realimentación, E/n, es igual a cero el transistor conduce de nuevo, cuando $t = RC \log (1 + 1/n)$.

Este es el tiempo durante el cual el transistor se apaga. El cálculo de este tiempo supone que el transformador no *suena* después de este tiempo y que la duración de los transitorios de conmutación es pequeña comparada con él.

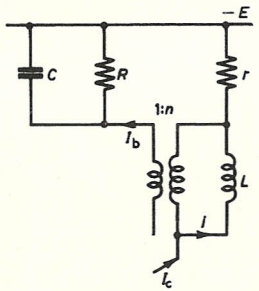


FIGURA 172

Cuando el transistor se enciende pueden deducirse las ecuaciones que definen su comportamiento si el transformador se considera como un transformador ideal derivado por la inductancia de fuga, L, y teniendo una resistencia en serie r, según se indica en la figura 172.

$$E = i_c r + L\mathrm{d}i/\mathrm{d}t \tag{10.22}$$

$$L\mathrm{d}i/\mathrm{d}t = (i_c - i)n^2 R \tag{10.23}$$

De estas ecuaciones puede formarse una ecuación diferencial en la que i_c está eliminada.

Así,

$$-L\mathrm{d}i/\mathrm{d}t(1 + r/n^2R) = ir - E$$

La solución de ésta da un valor para i:

$$i = \frac{E}{r}\left\{1 - \exp\left(\frac{-n^2Rrt_1}{(r + n^2R)L}\right)\right\} \tag{10.24}$$

donde i es la corriente en cualquier tiempo, t_1.

Si ahora se elimina $L\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ entre las ecuaciones (10.22) y (10.23) y se substituye i de la ecuación (10.24), pueden hallarse expresiones para i_c y, conociendo la relación del transformador, n, para i_b. Entonces, poniendo $i_c = \alpha' i_b$, da un valor aproximado del tiempo durante el cual el transistor no conduce.

Así,

$$t_1 = \frac{L}{n^2R}(\alpha' n - 1)$$

Esto supone que r es pequeño y que $\int i_b \mathrm{d}t_1$ es igual a la carga perdida por C durante el tiempo t. Por tanto, la frecuencia de repetición, f, está dada por $f = 1/(t + t_1)$.

Circuitos biestables

El tercero de la familia de los generadores acoplados en cruz es el circuito biestable de Eccles-Jordan. La figura 173 muestra un circuito típico.

Hay dos estados estables, en cada uno de los cuales un transistor está cortado y el otro está enclavado. Las fórmulas de diseño simplificadas son:

$$R_c = E_1/I_{c\,on} \tag{10.25}$$

$$R_f = \frac{\alpha' R_B E_1}{R_B I_{c\,on} + \alpha' E_2} \tag{10.26}$$

donde α' es el fondo de la extensión, de forma que el transistor más pobre se enclava.

El procedimiento para el diseño empieza por la elección de la tensión de alimentación y de $I_{c\,on}$. Luego se escoge un transistor que pueda trabajar a las tensiones en cuestión, limitadas quizá mediante el uso de una grapa de diodo que impide se sature el transistor. También el transistor debe de poder conmutar a la velocidad deseada. Esto conduce al valor de α' y, por consiguiente, a R_f y R_B.

Los condensadores de aceleración C ayudan a la conmutación entre los dos estados estables. Los impulsos para el circuito pueden derivarse de fuentes separadas, A y B. También estos puntos pueden ponerse juntos, cuando los impulsos de entrada son encaminados a los transistores por dos diodos. Solamente uno de éstos puede conducir en un determinado momento, debido a la polarización con la que están alimentados desde los

colectores a través de las resistencias R de la figura. La salida puede tomarse de un colector o del otro y en algunos casos son utilizadas salidas de ambos. Estos están marcados P y $\overline{P}$ en la figura, ya que si uno de ellos está a un nivel de tensión «1» el otro debe estar al nivel «0».

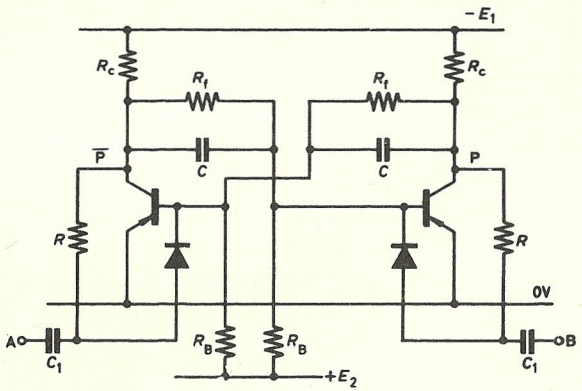


FIGURA 173

En común con los circuitos inestables y monoestables, son posibles disposiciones complementarias de transistores. En tales casos, en el estado *on* los dos transistores conducen y en el estado *off* los dos están cortados. Puesto que ambos transistores conmutan juntos y conducen a la vez, la baja impedancia de entrada de cada uno puede también aquí suministrar la alta corriente de excitación requerida por el otro. Una desventaja de este modo de funcionamiento es que se necesita una fuente de alimentación mejor regulada, debido al consumo más irregular de la corriente.

Una aplicación del circuito biestable es la de los almacenajes binarios y la de los sistemas de contaje de décadas binarias y binarias modificadas. Por ejemplo, pueden emplearse tres etapas binarias en tándem para dividir por ocho un tren de impulsos (n etapas dividen por 2^n) y, por tanto, pueden situar el contaje de series de impulsos rápidos dentro de las posibilidades de otros sistemas de contaje más lentos, pero quizás deseables desde el punto de vista económico. Se usan en instrumentación nuclear, división de frecuencias, control de procesos y en generadores patrones. La figura 174 muestra en diagrama tres etapas biestables utilizadas en un generador patrón que produce grupos de cuatro impulsos. Cuando el nivel en D es negativo, el elemento *nor* se mantiene con su salida a su nivel más positivo. Cuando D es positivo el elemento *nor* está controlado por la serie de impulsos de entrada. Los circuitos de esta clase pueden hacerse muy flexibles y tener muchas aplicaciones.

Al describir estos y similares circuitos que usan elementos biestables, hay que hacer notar que sus salidas siguen un código binario. Así, en la figura 174, se necesitan dos impulsos de entrada en A por cada cambio en el nivel en B, cuatro para una variación en C y ocho para un cambio en D. La pesada de D, C, B y A se dice entonces que es 8421.

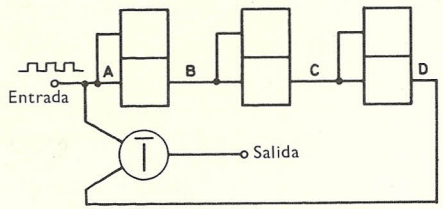


FIGURA 174

Puede fácilmente modificarse una serie de cuatro elementos biestables de esta clase para que dé escalas de diez, por ejemplo, rearmando al décimo impulso o rearmando al estado que hubiese sido alcanzado después de seis impulsos, o bien omitiendo algunas de las dieciséis cuentas posibles. Un ejemplo de esta última clase se muestra en la figura 175, donde el octavo impulso hace que cambie de estado el cuarto elemento biestable. El impulso que produce esto se emplea para armar los elementos biestables segundo y tercero, de forma que la cuenta salta desde el siete hasta el catorce. Se obtiene una salida del cuarto elemento biestable después de dos impulsos más de entrada, es decir, después de diez impulsos en total.

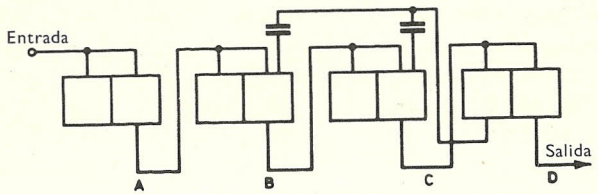


FIGURA 175

Los condensadores del lazo de realimentación proporcionan un retardo suficiente, de modo que el rearmado de los elementos biestables segundo y tercero, debido a la realimentación, tiene lugar justo después del octavo impulso. Utilizando el concepto de lógica negativa, el estado de los colectores marcados A, B, C y D en la figura después de cada cuenta, se indica en la tabla 25.

Tabla 25

Contaje binario modificado con uso de realimentación

Cuenta	D	C	B	A	
0	0	0	0	0	
1	0	0	0	1	
2	0	0	1	0	
3	0	0	1	1	
4	0	1	0	0	
5	0	1	0	1	
6	0	1	1	0	
7	0	1	1	1	
8	1	0	0	0	antes de la realimentación (estado transitorio)
	1	1	1	0	después de la realimentación
9	1	1	1	1	

Puede verse por esta tabla que la salida de cada elemento no representa ya el código binario, es decir, 8421, sino que ahora la pesada de los elementos puede verse por inspección, que es 2421. Se dice entonces que toda la unidad es un contador decimal de código binario 2421. Se ve que es posible conectar varias décadas 2421 BCD en tándem como contador decimal.

Disparador de Schmitt

Otro circuito parecido es el disparador Schmitt del que la figura 176 muestra un ejemplo. El funcionamiento del circuito depende del nivel de corriente continua de la entrada. Cuando está por debajo del nivel de

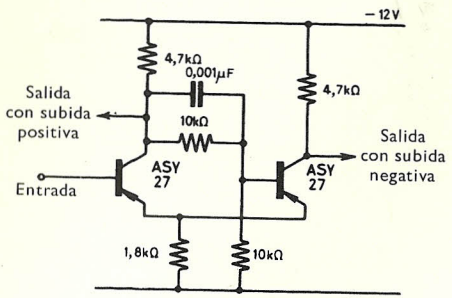


FIGURA 176

disparo, T_1 está en corte y T_2 conduce. A medida que sube la tensión de disparo, éste cambia rápidamente el circuito al estado *on* con T_1 conduciendo y T_2 cortado. Hará esto aun cuando el nivel de entrada varíe muy lentamente. Mantendrá este estado hasta que el nivel de entrada baje

nuevamente, cuando rápidamente volverá atrás. No es necesario que los niveles de entrada *on* y *off* sean idénticos y se han ideado circuitos que utilizan el culateo que se obtiene de este modo. El circuito se utiliza como formador de impulsos y como discriminador o selector de puerta. No es deseable cargar la salida de crecimiento positivo de T_1 y, si se necesita una salida de crecimiento positivo que tenga un buen funcionamiento en conmutación, hay que emplear un amplificador inversor parecido al usado en la figura 164.

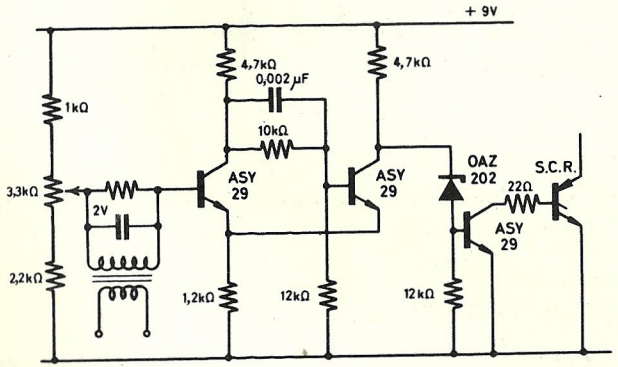


FIGURA 177

Como ejemplo de aplicación de un disparador de Schmitt, se recordará que los circuitos de control para el disparo de los rectificadores controlados de silicio funcionan con mayor precisión si los impulsos que se usan tienen bordes frontales empinados. Esto se indica en la figura 177 en donde se usa una fuente de alimentación de c.a., derivada de la red, como entrada de un disparador Schmitt. De este modo puede controlarse la fase precisa de disparo.

Disparador fotoschmitt

Podría parecer que si el primer transistor de un disparador Schmitt fuese substituido por un fototransistor funcionaría todavía como un disparador con tiempos de conmutación cortos. Sin embargo, problemas de temperatura y de nivel de la luz incidente hacen difícil el diseño de un circuito de confianza. Es mejor usar un fototransistor separado acoplado directamente al disparador schmitt. La figura 178 muestra un circuito de esta clase.

Pueden obtenerse salidas de A y $\bar{A}$ según se indica en la figura. A pesar de las observaciones precedentes sobre la carga de $\bar{A}$, que eran aplicables principalmente si hay que mantener una conmutación rápida, $\bar{A}$ puede

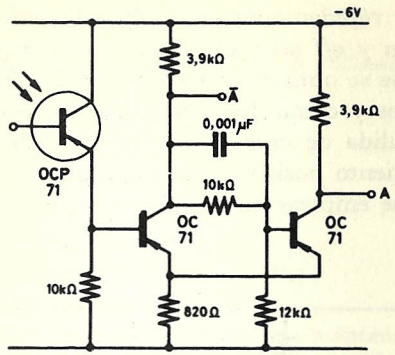


FIGURA 178

cargarse por redes lógicas «y-o» de diodo tal como podría utilizarse con un distribuidor de tarjetas.

Amplificador polarizado

Juntamente con la salida de un amplificador polarizado calibrado, el disparador schmitt puede emplearse como discriminador de altura de impulsos. El almacenamiento de portadores afecta a la respuesta de los circuitos de esta clase. Un caso típico que usa transistores de aleación de germanio con $f_1 = 10$ Mc/s, podría ser que, después de un impulso de 3 V pico y de 1 microsegundo, el nivel de disparo se redujese en un 10 % durante unos 500 nanosegundos más. Por tanto, para un discriminador rápido habría que emplear transistores de alta frecuencia para mantener este efecto al mínimo.

En la figura 179 se muestra un amplificador polarizado. En este circuito, cuando la entrada se hace suficientemente negativa, la etapa de colector común conduce y se produce una salida en fase a través de la

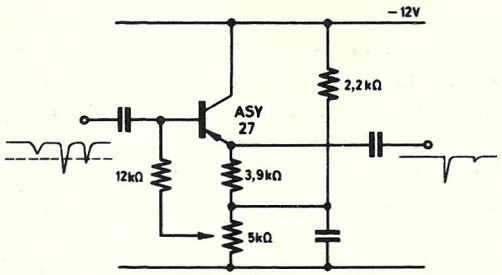


FIGURA 179

carga de 4,7 kilohmios. Cuando el potenciómetro está calibrado, la etapa puede emplearse como un sencillo discriminador de altura de impulso. A menudo se necesitan solamente impulsos que estén dentro de un intervalo de alturas dado. Entonces se usan dos de estos amplificadores y, sólo cuando se dispone de una salida del nivel más pequeño y no del mayor, está el impulso dentro del intervalo. Si estas salidas son A y B, donde A es mayor que B, y están acopladas a disparadores Schmitt capaces de suministrar también $\bar{A}$ y $\bar{B}$, las salidas del disparador entonces alimentan puertas de diodo capaces de trabajar en la condición $B\bar{A}$. Solamente los impulsos que satisfacen esta condición hacen, entonces, funcionar el contador siguiente. Los discriminadores de altura de impulso usados en instrumentación nuclear pueden tener hasta cincuenta canales adyacentes y los circuitos que se acaban de describir o alguna modificación de ellos podrían usarse en cada uno de ellos.

Transistores unicapa

El transistor unicapa es un dispositivo de capa semiconductora, cuya acción es en algunos modos similar al diodo de cuatro capas descrito en el capítulo 7. Se incluye aquí, ya que tiene aplicación como generador de impulsos y como divisor de frecuencia. Cada día es más corriente hallar transistores unicapa que se usan para encender rectificadores controlados de silicio.

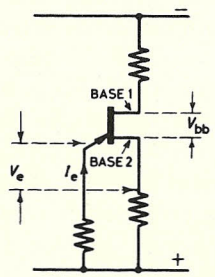


FIGURA 180

El dispositivo consiste en una loncha de silicio tipo *n* a los extremos de la cual se conectan dos contactos. Estos se llaman los contactos de base. Una resistencia entre bases típica es 5000 ohmios. Se usa un hilo de aluminio para formar una capa *pn* entre las bases y cerca de una de ellas. Esta es la base 2 de la figura 180. Este hilo presenta un contacto de emisor de la capa. Por medio de un potencial conveniente en el conductor de emisor la capa está polarizada inversamente. Puede efectuarse esto por la corriente que pasa por el mismo transistor. Si ahora esta capa se polariza para que conduzca, los huecos son inyectados en la loncha de silicio

y debido al campo interno producido por la corriente que pasa por la loncha, estos portadores son barridos hacia el terminal de base más alejado (base 1 de la figura).

La resistencia entre bases baja rápidamente a medida que aumenta la densidad de huecos y, de esta forma, la caída de tensión entre el emisor y la base 1 baja también. Esto a su vez provoca un aumento en la corriente de emisor. Este efecto es acumulativo, estando limitada la corriente de emisor solamente por las resistencias externas del circuito y de la fuente de alimentación.

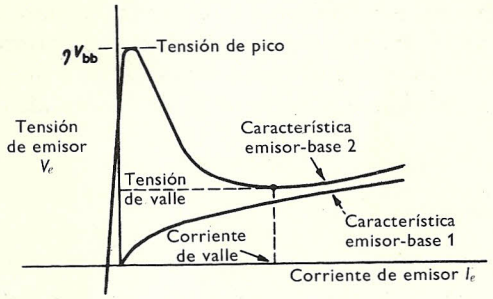


FIGURA 181

La figura 181 muestra la característica de emisor del dispositivo. Cuando la capa tiene polarización inversa la corriente de emisor es pequeña. Entre los contactos de base se produce una tensión V_{bb}, y una fracción de ésta, ηV_{bb}, donde η se llama relación intrínseca de reserva, se produce

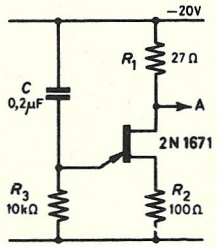


FIGURA 182

entre el emisor y la base 2. Un valor típico de η es 0,5 aproximadamente. Cuando la tensión externa sobrepasa ηV_{bb}, los huecos son inyectados en el material de base y el consiguiente aumento en I_e da la característica negativa mostrada en la figura.

La corriente de emisor que corresponde a la tensión de pico es solamente de unos pocos microamperios, pero la corriente valle es a menudo del orden de 10 mA y el máximo de corriente continua de emisor del orden de 50 mA.

La figura 182 muestra un generador de impulsos típico. C se carga a través de R_3 hasta que la corriente de carga se hace suficientemente pequeña para elevar la polarización inversa, debido a la tensión a través de R_3. Entonces se descarga rápidamente hasta que la tensión desciende por debajo de la tensión de valle. La salida en el punto A de la figura, consiste en una serie de impulsos, que crecen positivamente, de corta duración y es de un modo directo adecuada para hacer funcionar un rectificador controlado de silicio.

Conclusión

Gran parte de los circuitos descritos en este capítulo se prestan a la construcción modular. Por ejemplo, existen módulos lógicos transistor-resistencia de una variedad amplia de fabricantes del Reino Unido y de América. Una situación semejante existe en lo referente a etapas binarias y a décadas binarias modificadas. Junto con esto existe la tendencia, que indudablemente está creciendo hoy en día, de limitar el trabajo del proyectista al diseño de circuitos o al diseño de sistemas. Con la introducción de los dispositivos y circuitos de estado sólido parece que esta tendencia continuará. Esta situación compromete a veces al ingeniero a determinar de forma precisa el funcionamiento de un circuito y, más a menudo, a estimar con una precisión conocida pero menor. El autor espera, como ya se dijo en el prólogo, que este libro haya sido de alguna ayuda al introducir a los estudiantes en la teoría de transistores y dispositivos anejos con sus aplicaciones, y al ayudar a los ingenieros a hacer las aproximaciones correctas en las situaciones en que puedan ellos encontrarse.

Problemas

1. *a*) Contrastar la lógica de diodo con la lógica de transistor-resistencia.
b) Mostrar cómo las funciones *nor* y *nand*[1] pueden ser llevadas a cabo por circuitos de diodo e inversores y cómo la función «o» puede realizarse por elementos lógicos transistor-resistencia. Utilizar en todo ello lógica negativa.

2. Dibujar un elemento lógico transistor-resistencia típico, utilizando un transistor *npn*. Explicar cuáles son sus funciones utilizando acuerdos lógicos *a*) negativos y *b*) positivos.

3. Diseñar un disparador schmitt para trabajar entre alimentaciones de +6 y −6 V y empleando transistores *pnp* de germanio. Los niveles de tensión que pueden aplicarse han de tomarse como −5 V y +0,5 V y la corriente de colector cuando conduce es 4 mA.

4. Mostrar cómo es posible producir series de dos, tres o cuatro impulsos, *a*) espaciados a intervalos conocidos y *b*) sólo cuando se pulsa un botón de *arranque*. Solamente debería tenerse un segundo grupo de impulsos en el caso *b*) cuando el botón se pulsa por segunda vez. ¿Qué tipo de circuito puede usarse para evitar la incertidumbre del salto de contacto en el pulsador?

[1] Abreviatura corriente de *not-and* («no-y»).

5. Sabiendo que se dispone de dos transistores *pnp* adaptados para trabajar entre alimentaciones de +6 y −6 V, proyectar un circuito biestable, suponiendo que la corriente de colector en el transistor que conduce es de 6 mA y que la ganancia de corriente es 25. Suponemos también que los transistores se enclavan a 0,1 V, V_{be} en el corte es +2 V y que cuando conduce, V_{be} es −0,2 V. Deducir los valores para la carga de colector y para las otras resistencias. [Resp. 1 kilohmio, 12 kilohmios, 22 kilohmios.]

BIBLIOGRAFIA

BEAUFOY: Transistor Switching Circuit Design Using Charge Control Parameters, *Proc. I.E.E.*, **106,** 1085, 1959.

BEAUFOY y SPARKES: The Junction Transistor as a Charge Controlled Device, *A.T.E. Journal*, 310, 1957.

CHAPLIN: Pulse Circuits, *Proc. I.E.E.*, **106.** 1208, 1959.

DEAN: Counting Techniques and Transistor Circuit Logic, Chapman y Hall, 1964.

DEN BRINKER, FAIRBAIRN y NORRIS: An Analysis of the Switching Behaviour of Graded Base Transistor, *Electronic Engng*, 500, agosto 1963.

EBERS y MOLL: Large Signal Behaviour of Junction Transistor, *Proc. I.R.E.*, **42,** 1761, 1954.

HAMILTON, GRIFFITH y SHAVER: Avalanche Transistor Circuits for Generating Rectangular Pulses, *Electronic Engng.*, 808, diciembre 1962.

HASKARD: Computer Logic Circuits, *Proc. I.R.E., (Aust.)*, **23,** 183, 1962.

HAWKER: Transistor-Resistor Logical Circuits, *Mullard Tech. Comm.*, **45,** 174, 1960.

HOOPER y TURNBULL: Applications of Charge Control Concept to Transistor Characterisation, *Proc. I.R.E. (Aust.)*, **23,** 132, 1962.

SPARKES: Measurement of Transistor Transient Switching Parameters, *Proc. I.E.E.*, **106,** 562, 1959.

TOMLINSON: Switching Circuits Using Bi-Directional Non-Linear Impedances, *J. Brit. I.R.E.*, **19,** 571, 1959.

WELLS y PAGE: Pulse Counting and Fast Scaling Transistor Circuits, *J. Brit. I.R.E.*, **23,** 231, 1962.

APENDICE

A

Fórmulas de conversión entre parámetros

Los parámetros *h*

Las ecuaciones generales que definen los parámetros *h* son las ecuaciones (A.1) y (A.2). Hay que hacer notar que el tratamiento empleado en el capítulo 2, y en particular en las ecuaciones (2.5*a*) y (2.6*a*) son ejemplos específicos de estas ecuaciones.

$$v_i = h_i i_i + h_r v_o \tag{A.1}$$

$$i_o = h_f i_i + h_o v_o \tag{A.2}$$

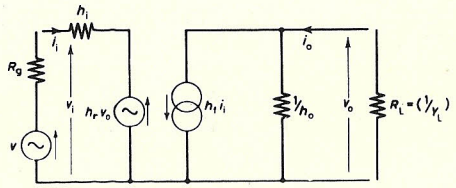


FIGURA 183

Estas ecuaciones nos llevan al circuito equivalente de la figura 183. En este circuito, la resistencia del generador, R_g, y la carga, R_L, se muestran también.

De este circuito, cuando se tienen en cuenta R_g y R_L

$$v = i_i(R_g + h_i) + h_r v_o \tag{A.3}$$

$$i_o(R_L + 1/h_o) = (h_f/h_o)i_i \tag{A.4}$$

Impedancia de entrada, z_{in}

De las ecuaciones (A.3) y (A.4)

$$v = i_i \left[(R_g + h_i) - \frac{h_r h_f R_L}{h_o(R_L + 1/h_o)} \right], \text{ ya que } i_o R_L = -v_o$$

Pero $v = i_i(R_g + z_{in})$

Por tanto,

$$z_{in} = h_i - \frac{h_r h_f R_L}{(R_L h_o + 1)}$$

o bien

$$z_{in} = h_i - \frac{h_r h_f}{h_o + Y_L} \tag{A.5}$$

Ganancia de corriente, a_i

De la ecuación (A.4)

$$a_i = i_o/i_i = \frac{h_f}{h_o(R_L + 1/h_o)} = \frac{h_f}{R_L h_o + 1}$$

o bien

$$a_i = \frac{h_f Y_L}{h_o + Y_L} \tag{A.6}$$

Ganancia de tensión, a_v

De aquí se obtiene:

$$a_v = -\frac{a_i}{Y_L z_{in}} = -\frac{h_f Y_L}{(h_o + Y_L) Y_L} \frac{h_o + Y_L}{(h_i h_o + h_i Y_L - h_r h_f)}$$

$$= -\frac{h_f}{h_i(h_o + Y_L) - h_r h_f} \tag{A.7}$$

Admitancia de salida, Y_o

Aquí el método consiste en poner las ecuaciones (A.3) y (A.4) en la forma $f(v) = i_o(1/Y_L + 1/Y_o)$ y deducir, por consiguiente, Y_o.

Sustituyendo i_i en la ecuación (A.3):

$$v = i_o \left[(1/Y_L + 1/h_o) \frac{h_o}{h_f} (R_g + h_i) - \frac{h_r}{Y_L} \right]$$

$$= i_o \left\{ \frac{1}{Y_L} \left[\frac{h_o}{h_f} (R_g + h_i) - h_r \right] + \frac{R_g + h_i}{h_f} \right.$$

Por consiguiente,

$$\frac{v}{\frac{h_o}{h_f}(R_g + h_i) - h_r} = i_o \left[\frac{1}{Y_L} + \frac{R_g + h_i}{h_o(R_g + h_i) - h_r h_f} \right]$$

Por tanto,

$$Y_L = h_o - \frac{h_r h_f}{R_g + h_i} \tag{A.8}$$

Tabla 26

Conversión de parámetros T *a parámetros* h

	Base común	Emisor común	Colector común
h_i	$r_e + r_b/\alpha''$	$\alpha'' h_{ib}$	$\alpha'' h_{ib}$
h_r	r_b/r_c	$\frac{\alpha'' r_e}{r_c}$	$\frac{r_c}{r_c + \alpha'' r_e}$
h_f	$-\alpha$	α'	$-\alpha''$
h_o	$1/r_c$	$\alpha'' h_{ob}$	$\alpha'' h_{ob}$

Tabla 27

Conversión de parámetros h *entre circuitos de base común, emisor común y colector común*

Base común	Emisor común	Colector común
h_{ib}	$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$h_{ic} = h_{ie}$
h_{rb}	$h_{rb} = \frac{h_{ie} h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	$h_{rc} = \frac{1}{1 + h_{re}}$
h_{fb}	$h_{fb} = \frac{-h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	$h_{fc} = -(1 + h_{fe})$
h_{ob}	$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	$h_{oc} = h_{oe}$

Tabla 28

Conversión entre parámetros h *y parámetros* y

$h_i = 1/y_i$	$y_i = 1/h_i$
$h_r = -y_r/y_i$	$y_r = -h_r/h_i$
$h_f = y_f/y_i$	$y_f = -h_f/h_i$
$h_o = -\frac{y_r y_f}{y_i} + y_o$	$y_o = -\frac{h_r h_f}{h_i} + h_o$

Tabla 29

Conversión de parámetros y entre los circuitos de base común, emisor común y colector común

$y_{ib} = y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe}$	$y_{ic} = y_{ie}$
$y_{rb} = -(y_{re} + y_{oe})$	$y_{rc} = -(y_{ie} + y_{re})$
$y_{fb} = -(y_{fe} + y_{oe})$	$y_{fc} = -(y_{ie} + y_{fe})$
$y_{ob} = y_{oe}$	$y_{oc} = y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe}$

Tabla 30

Funcionamiento de un amplificador de transistor en función de los parámetros y

Admitancia de entrada, y_{in}	$y_i - \dfrac{y_r y_f}{Y_L + y_o}$
Admitancia de salida, y_{out}	$y_o - \dfrac{y_r y_f}{Y_g + y_i}$
Ganancia de tensión, a_v	$\dfrac{-y_f}{Y_L + y_o}$
Ganancia de corriente, a_i	$Y_L \left\{ \dfrac{y_f}{y_i(y_o + Y_L) - y_r y_f} \right\}$

APENDICE

B

Derivación de la impedancia de entrada, impedancia de salida, ganancia de corriente y ganancia de tensión de los amplificadores en las tres modalidades de trabajo

CIRCUITO DE BASE COMUN

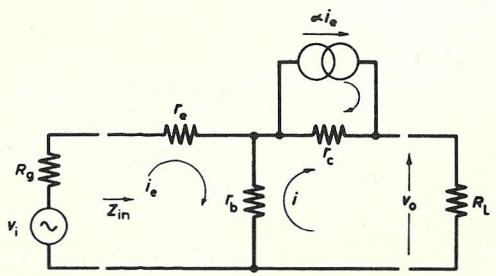


FIGURA 184

Impedancia de entrada, z_{in}

$$v_i = (R_g + r_e)i_e + (i_e - i)r_b \tag{B.1}$$

$$0 = iR_L + r_o(i - \alpha i_e) + r_b(i - i_e) \tag{B.2}$$

Por consiguiente,

$$0 = i(R_L + r_c + r_b) - r_b i_e - \alpha i_e r_c \tag{B.3}$$

Por tanto,

$$i(R_L + r_b + r_c) = i_e(r_b + \alpha r_c) \tag{B.4}$$

y
$$v_i = (R_g + r_e + r_b)i_e - \frac{r_b(r_b + \alpha r_c)}{R_L + r_b + r_c} i_e \tag{B.5}$$

y
$$z_{in} = v_i/i_e = r_e + r_b - \frac{r_b(r_b + \alpha r_c)}{R_L + r_b + r_c} \tag{B.6}$$

1. Cuando $R_L = \infty$

$$z_{in}, \text{ con carga en circuito abierto, } = r_e + r_b \tag{B.7}$$

2. Cuando $R_L = 0$

$$z_{in}, \text{ con carga en cortocircuito, } = r_e + r_b(1 - \alpha) = r_{ee} \tag{B.8}$$

ya que $r_b \ll r_c$.

3. Cuando R_L, $r_b \ll r_c$

$$z_{in} = r_{ee} \tag{B.9}$$

Ganancia de corriente, a_i

De la ecuación (B.4)

$$a_i = i/i_e = \frac{r_b + \alpha r_c}{R_L + r_b + r_c} \tag{B.10}$$

y, si R_L y $r_b \ll r_c$, $a_i = \alpha$.

Impedancia de salida, z_o

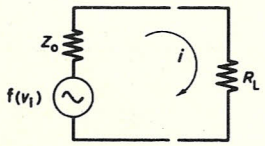


FIGURA 185

Si una expresión puede ponerse en la forma $f(v_i) = i(z_o + R_L)$, entonces puede hallarse z_o.

De la ecuación (B.1)

$$v_i = (R_g + r_e + r_b)i_e - ir_b \tag{B.11}$$

y de la ecuación (B.4)

$$v_i = \left[(R_g + r_e + r_b)\frac{(R_L + r_b + r_c)}{r_b + \alpha r_c} - r_b\right] i \tag{B.12}$$

Por consiguiente

$$\frac{(r_b + \alpha r_c)v_i}{R_g + r_e + r_b} = \left[R_L + r_b + r_c - \frac{r_b(r_b + \alpha r_c)}{R_g + r_e + r_b}\right] i \tag{B.13}$$

y
$$z_o = r_b + r_c - \frac{r_b(r_b + \alpha r_c)}{R_g + r_e + r_b} \tag{B.14}$$

1. Cuando $R_g = \infty$, es decir, para excitación de corriente, $z_o \doteqdot r_c$.
2. Cuando $R_g = 0$, es decir, para excitación de tensión

$$z_o = r_b + r_c - \frac{r_b(r_b + \alpha r_c)}{r_e + r_b} \tag{B.15}$$

$$= \frac{r_b[r_c(1 - \alpha)] + r_e(r_b + r_c)}{r_{eb}} \tag{B.16}$$

$$\doteqdot \frac{r_c r_{ee}}{r_{eb}}, \text{ si } r_b \ll r_c \tag{B.17}$$

Ganancia de tensión a_v

1. Cuando $R_L = \infty$

De la ecuación (B.13)

$$a_v = \frac{r_b + \alpha r_c}{R_g + r_e + r_b} \tag{B.18}$$

y, si también $R_g = 0$, de modo que se consigue la ganancia de tensión máxima teórica

$$a_v = \alpha r_c/r_{eb} \text{ suponiendo que } r_b \ll r_c \tag{B.19}$$

2. Para R_L finita y mucho menor que r_c

$$a_v = iR_L/v_i \tag{B.20}$$

De la ecuación (B.12)

$$a_v = R_L \div \left[\frac{(R_g + r_e + r_b)(R_L + r_b + r_c)}{r_b + \alpha r_c} - r_b\right] \tag{B.21}$$

y si R_g es cero también

$$a_v = R_L \div \left[\frac{(r_e + r_b)}{\alpha} - r_b\right] \tag{B.22}$$

$$= \frac{\alpha R_L}{r_{ee}} \tag{B.23}$$

CIRCUITO DE EMISOR COMUN

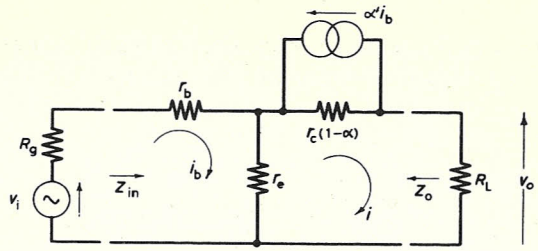


FIGURA 186

Impedancia de entrada

$$v_i = i_b(R_g + r_b + r_e) - ir_e \tag{B.24}$$

$$i[R_L + r_e + r_c(1 - \alpha)] + \alpha' i_b r_c(1 - \alpha) = i_b r_e$$

Por consiguiente,

$$i[R_L + r_e + r_c(1 - \alpha)] = i_b(r_e - \alpha r_c) \tag{B.25}$$

ya que $\alpha' = \alpha/(1 - \alpha)$.

De las ecuaciones (B.24) y (B.25)

$$R_g + z_{in} = v_i/i_b = R_g + r_b + r_e - \frac{r_e(r_e - \alpha r_c)}{R_L + r_e + r_c(1 - \alpha)} \tag{B.26}$$

1. Cuando $R_L = \infty$

$$z_{in} = r_{eb} \tag{B.27}$$

2. Cuando $R_L = 0$

$$z_{in} \doteqdot r_e + r_b + \alpha r_e/(1 - \alpha)$$

$$= \alpha'' r_{ee}, \text{ puesto que } \alpha'' = 1/(1 - \alpha) \tag{B.28}$$

3. Cuando $R_L \ll r_c(1 - \alpha)$

$$z_{in} = \alpha'' r_{ee} \tag{B.29}$$

Ganancia de corriente

$$a_i = i/i_b$$

De la ecuación (B.25)

$$a_i = \frac{r_e - \alpha r_c}{R_L + r_e + r_c(1 - \alpha)} \tag{B.30}$$

Si $R_L \ll r_c(1 - \alpha)$,

$$a_i = -\alpha/(1 - \alpha) = -\alpha' \tag{B.31}$$

(El signo muestra que se ha supuesto la fase incorrecta para la corriente de salida.)

Impedancia de salida

Procediendo como en el caso del circuito de base común, de las ecuaciones (B.24) y (B.25)

$$v_i = \left\{ \frac{[R_L + r_e + r_c(1 - \alpha)]\,(R_g + r_b + r_e)}{r_e - \alpha r_c} - r_e \right\} i \tag{B.32}$$

Por consiguiente,

$$\frac{(r_e - \alpha r_c)v_i}{R_g + r_b + r_e} = \left[R_L + r_e + r\,(1 - \alpha) - \frac{r_e(r_e - \alpha r_c)}{R_g + r_b + r_e} \right] i \tag{B.33}$$

$$= (R_L + z_o)i$$

Por tanto,

$$z_o = r_e + r_c(1 - \alpha) - \frac{r_e(r_e - \alpha r_c)}{R_g + r_b + r_e} \tag{B.34}$$

1. Cuando $R_g = \infty$, es decir, para la excitación de corriente

$$z_o \doteqdot r_c(1 - \alpha) = r_c/\alpha'' \tag{B.35}$$

2. Cuando $R_g = 0$, es decir, para excitación de tensión

$$z_o = \frac{r_c(1 - \alpha)\,(r_b + r_e) + \alpha r_c r_e}{r_e + r_b} \tag{B.36}$$

$$= \frac{r_c r_{ee}}{r_{eb}} \tag{B.37}$$

Ganancia de tensión

1. Cuando $R_L = \infty$.

De la ecuación (B.33)

$$a_v = \frac{r_e - \alpha r_c}{R_g + r_b + r_e} \tag{B.38}$$

Si también $R_g = 0$, de modo que se consigue máxima ganancia de tensión teórica

$$a_v = -\alpha r_c/r_{eb} \tag{B.39}$$

2. Para R_L finita y mucho menor que $r_c(1 - \alpha)$, $a_v = iR_L/v_i$.
De la ecuación (B.32)

$$a_v = R_L \div \left\{ \frac{[R_L + r_e + r_c(1 - \alpha)]\,(R_g + r_b + r_e)}{r_e - \alpha r_c} - r_e \right\} \quad \text{(B.40)}$$

Si también, R_g es cero

$$a_v \div R_L = \frac{(1 - \alpha)\,(r_b + r_e) - \alpha r_e}{\alpha} \quad \text{(B.41)}$$

$$= \frac{\alpha R_L}{r_{ee}} \quad \text{(B.42)}$$

CIRCUITO DE COLECTOR COMUN

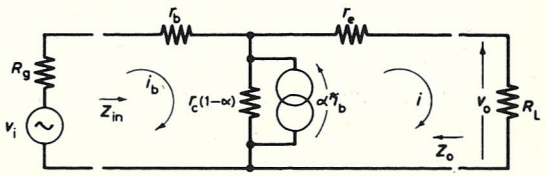


FIGURA 187

Impedancia de entrada

$$v_i = i_b(R_g + r_b) + i(r_e + R_L) \quad \text{(B.43)}$$

$$i[r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)] = r_c(1 - \alpha)\,(1 + \alpha')i_b = r_c i_b \quad \text{(B.44)}$$

Por consiguiente,

$$v_i/i_b = R_g + r_b + \frac{(r_e + R_L)r_c}{r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)} \quad \text{(B.45)}$$

Por tanto,

$$z_{in} = r_b + \frac{(r_e + R_L)r_c}{r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)} \quad \text{(B.46)}$$

1. Cuando $R_L \gg r_c$

$$z_{in} \doteqdot r_c \quad \text{(B.47)}$$

2. Cuando $R_L = 0$

$$z_{in} = r_b + \frac{r_e r_c}{r_e + r_c(1 - \alpha)} \quad \text{(B.48)}$$

$$= \alpha'' r_{ee} \quad \text{(B.49)}$$

3. Cuando $R_L \ll r_c(1 - \alpha)$

$$z_i = r_b + \frac{(r_e + R_L)r_c}{r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)} \quad \text{(B.50)}$$

$$\doteqdot r_b + (r_e + R_L)/(1 - \alpha) \quad \text{(B.51)}$$

$$= \alpha''(r_{ee} + R_L) \quad \text{(B.52)}$$

Ganancia de corriente

$$a_i = i/i_b$$

De la ecuación (B.44)

$$a_i = \frac{r_c}{r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)} \quad \text{(B.53)}$$

Si $r_c(1 - \alpha) \gg R_L$

$$a_i = \alpha'' \quad \text{(B.54)}$$

Impedancia de salida

Procediendo como en los dos casos precedentes
De las ecuaciones (B.43) y (B.44)

$$v_i = i\left\{ \frac{[r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)]\,(R_g + r_b)}{r_c} + r_e + R_L \right\} \quad \text{(B.55)}$$

$$\frac{v_i r_c}{R_g + r_b} = i\left\{ [r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)] + \frac{r_c(r_e + R_L)}{R_g + r_b} \right\} \quad \text{(B.56)}$$

$$= i\left[R_L\left(1 + \frac{r_c}{R_g + r_b}\right) + r_e + r_c(1 - \alpha) + \frac{r_c r_e}{R_g + r_b} \right] \quad \text{(B.57)}$$

$$\frac{v_i r_c}{R_g + r_b + r_c} = i\left\{ R_L + \frac{[r_e + r_c(1 - \alpha)]\,(R_g + r_b) + r_c r_e}{R_g + r_b + r_c} \right\} \quad \text{(B.58)}$$

Por tanto,

$$z_o = \frac{[r_e + r_c(1 - \alpha)]\,(R_g + r_b) + r_c r_e}{R_g + r_b + r_c} \qquad \text{(B.59)}$$

1. Cuando $R_g \gg r_c(1 - \alpha)$, es decir, para excitación de corriente

$$z_o = r_c(1 - \alpha) = r_c/\alpha'' \qquad \text{(B.60)}$$

2. Cuando $R_g = 0$, es decir, para excitación de tensión

$$z_o = \frac{[r_e + r_c(1 - \alpha)]r_b + r_e}{r_b + r_c} \qquad \text{(B.61)}$$

$$\doteqdot r_{ee} \qquad \text{(B.62)}$$

3. Cuando R_g es finita y pequeña

$$z_o \doteqdot (1 - \alpha)\,(R_g + r_b) + r_e \qquad \text{(B.63)}$$

$$= r_{ee} + R_g/\alpha'' \qquad \text{(B.64)}$$

Ganancia de tensión

1. Cuando $R_L = \infty$.
De la ecuación (B.58)

$$a_v = r_c/(R_g + r_b + r_c) \qquad \text{(B.65)}$$

y, si también R_g es cero

$$a_v \doteqdot 1 \qquad \text{(B.66)}$$

2. Cuando R_L es finita y mucho menor que $r_c(1 - \alpha)$.
De la ecuación (B.55)

$$a_v = R_L \div \left\{ \frac{[r_e + R_L + r_c(1 - \alpha)]\,(R_g + r_b)}{r_c} + r_e + R_L \right\} \qquad \text{(B.67)}$$

$$\doteqdot R_L \div [(1 - \alpha)\,(R_g + r_b) + R_L]$$

y, si $R_L \gg R_g$, $a_v \doteqdot 1$.

APENDICE

C

Análisis de los cuatro principales sistemas de realimentación negativa

REALIMENTACION EN SERIE TANTO A LA ENTRADA COMO A LA SALIDA

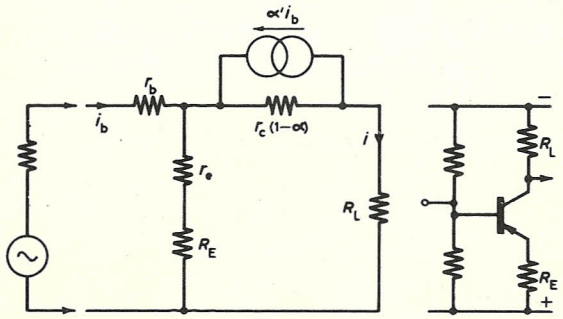


FIGURA 188

Impedancia de entrada

De las ecuaciones (B.8) y (B.29) sustituyendo r_e por $r_e + R_E$

$$z_{in} = \alpha''(r_{ee} + R_E) \qquad \text{(C.1)}$$

Por tanto, se aumenta la impedancia de entrada.

Impedancia de salida

De la ecuación (B.34)

$$z_o \doteqdot r_e + R_E + r_c(1 - \alpha) \qquad \text{(C.2)}$$

Así, la impedancia de salida apenas se altera por la realimentación, ya que $r_c(1 - a)$ es el término más importante.

Ganancia de corriente

De la ecuación (B.30)

$$a_i = \frac{r_e + R_E - ar_c}{R_L + r_e + R_E + r_c(1 - a)}$$

y con valores típicos, $a_i \doteq a'$, y, por consiguiente, está apenas alterada por la realimentación.

Ganancia de tensión

De la ecuación (B.42)

$$a_v = \frac{aR_L}{r_{ee} + R_E} \qquad \text{(C.3)}$$

y puesto que R_E puede fácilmente ser mayor que r_{ee}, la ganancia de tensión se reduce.

Transconductancia

La transconductancia o conductancia mutua de la etapa, g_m, se define como

$$\left(\frac{\partial I_o}{\partial V_i}\right)_{V_o} = \frac{i}{i_b z_{in}} = \frac{a'}{a''(r_{ee} + R_E)}$$

Por consiguiente,

$$g_m = \frac{a}{r_{ee} + R_E} \qquad \text{(C.3}a\text{)}$$

REALIMENTACION EN PARALELO TANTO A LA ENTRADA COMO A LA SALIDA

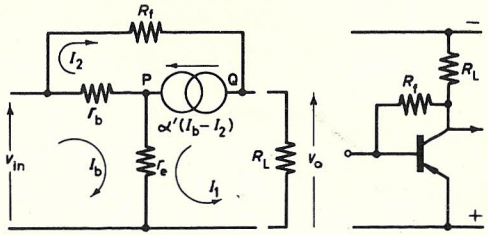


FIGURA 189

En la figura 189 se supone que $r_c(1 - a)$ es grande comparada con el camino en paralelo $r_e + R_L$. Asimismo, ya que la corriente a través de $r_b = I_b - I_2$ donde éstas son las corrientes de malla, el generador de corriente en el circuito equivalente es $a'(I_b - I_2)$:

$$V_{in} = (I_b - I_2)r_b + (I_b + I_1)r_e \qquad \text{(C.4)}$$

Aplicando las leyes de Kirchhoff en P.

$$I_1 + I_2 = a'(I_b - I_2).$$

Por consiguiente,

$$I_1 + a''I_2 = a'I_b$$

Por tanto,

$$I_2/I_b = a - I_1/a''I_b \qquad \text{(C.5)}$$

Igualando las diferencias de potencial entre P y Q

$$(I_2 - I_b)r_b + I_2R_f = (I_b + I_1)r_e + I_1R_L \qquad \text{(C.6)}$$

De la ecuación (C.4)

$$z_{in} = V_{in}/I_b = (1 - I_2/I_b)r_b + (1 + I_1/I_b)r_e \qquad \text{(C.7)}$$

y de la ecuación (C.5)

$$z_{in} = \frac{r_b}{a''}(1 + I_1/I_b) + (1 + I_1/I_b)r_e \qquad \text{(C.8)}$$

De las ecuaciones (C.5) y (C.6)

$$I_b(aR_f - r_b/a'' - r_e) = I_1(R_f/a'' + R_L + r_b/a'' + r_e)$$

donde, puesto que $r_{ee} = r_e + r_b/a''$

$$I_b(aR_f - r_{ee}) = I_1(R_f/a'' + R_L + r_{ee}) \qquad \text{(C.9)}$$

Impedancia de entrada

De las ecuaciones (C.8) y (C.9)

$$z_{in} = r_{ee}\left(1 + \frac{aR_f - r_{ee}}{r_{ee} + R_L + R_f/a''}\right)$$

$$= r_{ee} = \frac{R_L + R_f}{r_{ee} + R_L + R_f/a''} \qquad \text{(C.10)}$$

$$= a''r_{ee}\left(1 - \frac{a''r_{ee} + a'R_L}{a''r_{ee} + a''R_L + R_f}\right) \qquad \text{(C.10}a\text{)}$$

A medida que R_f tiende a infinito, z_{in} tiende a $\alpha'' r_{ee}$, pero para valores finitos de R_f, según se indica en la ecuación (C.10*a*), la impedancia de entrada se reduce.

Impedancia de salida

De las ecuaciones (C.4) y (C.5)

$$V_{in} = (I_b + I_1) r_{ee}$$

Por tanto, de la ecuación (C.9)

$$V_{in} \frac{(\alpha R_f - r_{ee})}{r_{ee}} = I_1 (R_L + R_f)$$

Esto está en la forma $f(V_{in}) = I_1(R_L + z_o)$ de modo que

$$z_o = R_f \tag{C.11}$$

A medida que R_f tiende a cero z_o tiende a cero también. Hay que recordar que $r_c(1 - \alpha)$ se ha ignorado en el análisis, pero este tratamiento sí que muestra que el efecto de la realimentación es reducir la impedancia de salida.

Ganancia de corriente

De la ecuación (C.9)

$$a_i = I_1/I_b = \frac{\alpha R_f - r_{ee}}{R_f/\alpha'' + R_L + r_{ee}} \tag{C.12}$$

$$\doteqdot \alpha'' \left(1 - \frac{R_f/\alpha'' + \alpha'' R_L + \alpha' r_{ee}}{R_f + \alpha'' R_L + \alpha'' r_{ee}}\right)$$

que tiende a casi cero cuando R_f tiende a cero. Por consiguiente, la ganancia de corriente se reduce con una carga finita. Sin embargo, si R_L es muy pequeña se ve que la ganancia de corriente en cortocircuito no se reduce.

Ganancia de tensión

$$a_v = I_1 R_L / I_b z_{in}$$

De las ecuaciones (C.9) y (C.10)

$$a_v = \frac{(\alpha R_f - r_{ee}) R_L}{r_{ee}(R_L + R_f)}$$

$$= \frac{\alpha R_L}{r_{ee}} \left(\frac{R_f - r_{ee}/\alpha}{R_f + R_L}\right) \tag{C.13}$$

que tiende a la unidad cuando R_f tiende a cero. Por tanto, la ganancia de tensión se reduce.

De la ecuación (C.12) la transresistencia de la etapa R_T, definida como

$$\left(\frac{\partial V_o}{\partial I_i}\right)_{V_i} = v_o/i_b = I_1 R_L / I_b = \frac{\alpha R_f R_L}{R_f/\alpha'' + R_L}$$

si se ignora r_{ee} por pequeña.

Por consiguiente,

$$R_T = \frac{R_f}{1 + (R_f + R_L)/\alpha' R_L} \tag{C.14}$$

REALIMENTACION EN PARALELO A LA ENTRADA Y EN SERIE A LA SALIDA

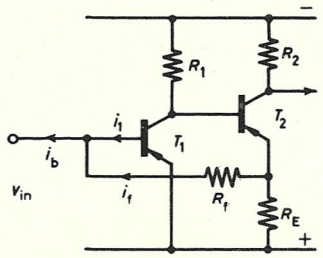


FIGURA 190

Impedancia de salida

Supongamos que R_2 es pequeña comparada con z_o para T_2 [véase figura 188 y ecuación (C.2)]. Por tanto, puesto que z_{in} para T_2 es grande [véase ecuación (C.1)], T_1 es un amplificador de tensión y T_2 actúa como *a*) un amplificador de corriente para la salida, y *b*) un seguidor de emisor para la realimentación.

Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de T_1 es baja [véase ecuaciones (C.10) y (C.10*a*)], pues, en lo que toca a esta impedancia de entrada, el circuito es similar al de la figura 189.

Por tanto,

$$z_{in} = r_{ee} \left(\frac{R_E + R_f}{r_{ee} + R_E + R_f/\alpha''}\right) \tag{C.15}$$

Ganancia de corriente

Si los transistores tienen características similares, la ganancia de corriente de T_2 es aproximadamente $\alpha'\alpha''I_1$, y, por tanto, la ganancia de corriente total, a_i, viene dada por

$$a_i = \alpha'\alpha''I_1/I_b = \alpha'\alpha''I_1/(I_1 + I_f) \qquad \text{(C.16)}$$

Ahora,

$$V_{in} = I_1\alpha''r_{ee}$$

$$\doteq I_f(R_f + R_E) + \alpha'\alpha''I_1R_E \qquad \text{(C.17)}$$

Por consiguiente,

$$I_1(\alpha''r_{ee} - \alpha'\alpha''R_E) = I_f(R_f + R_E) \qquad \text{(C.17}a\text{)}$$

Por tanto, de las ecuaciones (C.16) y (C.17a)

$$a_i = \frac{\alpha'\alpha''(R_f + R_E)}{R_f + R_E + \alpha''r_{ee} - \alpha'\alpha''R_E}$$

$$\doteq (R_f + R_E)/R_E \qquad \text{(C.18)}$$

$$\doteq R_f/R_E \qquad \text{(C.18}a\text{)}$$

Ganancia de tensión

Si la etapa está excitada por una fuente de tensión, no puede haber ninguna realimentación y la ganancia no está afectada.

Generalmente, $a_v = a_iR_2/z_{in}$, donde tanto a_i como z_{in} se han reducido. La tensión porcentual en a_i es con frecuencia mayor que en z_{in}, de modo que a_v se reduce algo.

REALIMENTACION EN SERIE A LA ENTRADA Y EN PARALELO A LA SALIDA

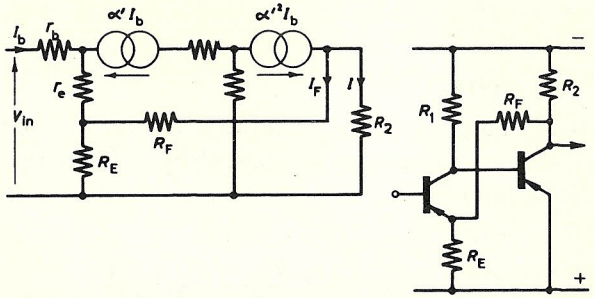


FIGURA 191

Un análisis de este tipo de circuito de realimentación solamente puede intentarse aquí si se hacen ciertas suposiciones para simplificar el circuito. En la figura 191 se muestra un circuito equivalente aproximado. De este pueden deducirse la impedancia de entrada y la ganancia de tensión.

Impedancia de entrada

$$I_F = \frac{\alpha'^2R_2I_b}{R_2 + R_F + R_E} \qquad \text{(C.19)}$$

$$I = \frac{\alpha'^2(R_F + R_E)I_b}{R_2 + R_F + R_E} \qquad \text{(C.20)}$$

$$V_{in} = I_b\left(r_b + \alpha''r_{ee} + \alpha''R_E + \frac{\alpha'^2R_2R_E}{R_2 + R_F + R_E}\right)$$

Por consiguiente,

$$z_{in} = \alpha''(r_{ee} + R_E) + \frac{\alpha'^2R_2R_E}{R_2 + R_F + R_E} \qquad \text{(C.21)}$$

Por tanto, la impedancia de entrada aumenta y a menudo el segundo término es mayor que el primero. Se supone que éste es el caso al hallar una expresión para la ganancia de tensión.

Ganancia de tensión

$$a_v = IR_2/I_bz_{in}$$

y de las ecuaciones (C.20) y (C.21)

$$a_v = \frac{\alpha'^2(R_F + R_E)R_2}{(R_2 + R_F + R_E)} \cdot \frac{(R_2 + R_F + R_E)}{\alpha'^2R_2R_E}$$

$$= (R_F + R_E)/R_E$$

$$\doteq R_F/R_E \qquad \text{(C.22)}$$

que es en general mucho menor que sin realimentación.

Ganancia de corriente

Cuando $R_2 = 0$, no hay realimentación y, por tanto, la ganancia no se altera. Generalmente, sin embargo, la ganancia de corriente se reduce algo según indica la ecuación (C.20).

Impedancia de salida

La impedancia de salida se reduce debido al efecto derivador de R_F y R_E.

Indice alfabético

A

adulteración, 23, 51, 147
  por exceso, 28, 50
admitancia de salida, 42
almacenaje binario, 222
almacenamiento de portadores, 149
aluminio, 24
amplificador
  ganancia, 62
  polarización, 63
  tipos, 61
amplificadores
  alta tensión, 101
  base común, 67, 235-237
  calculador, 99
  cascada, 102, 143
  corriente, 61, 68, 70, 73
  c. c., 176
  colector común, 73, 240-242
  diferenciales, 176-179
  diodo túnel, 167
  emisor acoplado, 176-179
  emisor común, 69-73, 238-240
  equilibrados, 101
  F.I., 119
  imagen, 63, 68, 71, 105, 108
  inversores, 211, 225
  iterativos, 63, 72
  operacionales, 97
  polarizados, 226
  potencia, 124-144
  potencia sin transformador, 142-144
  realimentación, 88-96, 243-249
  selectivos, 195, 198
  sintonizados, 105-122 (*véase también* amplificadores selectivos)
  tallo de haba, 102
  tensión, 61, 68, 70
  video, 96, 101
analógica
  adición, 98
  calculadora, 98
antimonio, 23
antimoniuro de galio, 164
arseniuro de galio, 18, 162, 164
avalancha, 184

B

banda de valencia, 18
base común
  amplificador, 67, 235-237
  conexión, 30, 33-36, 235
boro, 24
brochal, 128

C

C.A.G., 184, 214
  diferido, 115
  directo, 115, 118
  inverso, 115
cambiadores de frecuencia, 119-122

campo de desplazamiento, 51
capa abrupta, 49
capa de detención *o* capa infranqueable, 27, 49, 77, 162, 206
capa de aleación fundida, 49
capacitancia de almacenamiento, 149
capacitancia de capa, 150, 155, 191
capacitancia de la capa barrera, 49, 155
características estáticas, 33
circuitos de alta impedancia de entrada, 75-78, 84
circuito biestable, 161, 165, 183, 217, 221
circuitos equivalentes, 40, 45-48
circuitos lógicos, 151-155, 169
circuitos monoestables, 166, 217-219
circuito «o», 154, 212
circuitos de protección (para fuentes de alimentación), 183
clase A, 124, 128
  eficiencia, 126
clase B, 124, 135-144
  eficiencia, 135
código binario, 223
colector
  constante de tiempo, 206
  corriente, 30
colector común
  amplificador, 73, 240-242
  conexión, 42, 240 (*véase también* seguidor de emisor)
conducción extrínseca, 22, 29
conducción de impureza (*véase* conducción extrínseca)
conductancia de capa, 27
conductancia de conversión, 121-122
conductancia mutua
  de amplificador de realimentación, 89
  de transistor, 67, 244
  de transistor de efecto de campo, 78
  de triodo, 35
conductancia de salida, 36
conmutación estática, 211-212
constante de tiempo de saturación, 208
constante de tiempo térmica, 139
construcción modular, 229
contador decimal de código binario, 224
convección (de sumideros de calor), 130
convención lógica, 154, 223
corriente
  amplificador, 61, 68, 70, 73
  factor de amplificación *o* ganancia, 30, 36, 40, 41, 43, 55, 125, 141, 208, 232, 236, 238, 241, 244, 246, 248
  limitador, 183
  fuga, 30, 57, 63, 77, 99, 140, 201
  mínima de funcionamiento, 159
  valle, 163, 228
cuarzo, 112
culateo, 225

D

décadas binarias modificadas, 222
descarga disruptiva, 27, 82, 124, 134, 147
desplazamiento térmico, 99, 177
detector, 148, 151
difusión, 25, 50, 55, 77
  capacitancia, 49
diodo
  al revés, 168
  disipación, 148
  grapa de, 221
  lógica, 152-155
  polarización, 141
  puertas, 153, 155
  termoelectrónico, 28
diodos
  acoplamiento directo, 81, 83
  arseniuro de galio, 152
  capa de germanio, 149-151, 184
  como condensadores variables, 157
  contacto puntiforme, 147, 148
  cuatro capas con puerta, 185-186
  enlazados con oro, 149, 155
  epitaxiales planos, 151
  pnpn, 158
  referencia de tensión (*véase* diodo zener)
  Shockley, 157
  silicio de cuatro capas, 157
  túnel, 162
  zener, 82, 147, 173, 180
discriminador de altura de impulsos, 226
disparador fotoschmitt, 225
disparador Schmitt, 183, 224
distorsión
  armónica, 137, 141-142
  armónicos impares, 142
  armónicos pares, 137, 141
  cruzada, 137, 139, 142
  tercer armónico, 142

E

electrodo de puerta (del transistor de efecto de campo), 78
efecto de campo, 77
efecto de granalla, 79

emisor
  amplificador acoplado, 177-179
  corriente, 29
  eficiencia, 30, 51
  seguidor de, 75, 76, 84 (*véase también* conexión colector común)
emisor común
  amplificador, 69-73, 238-240
  características, 37-39, 46
  conexión, 37-40, 46, 238
enclavamiento, 125
entrada en abanico, 211
Esaki, L., 162
escala de diez, 223
espacio de banda, 18
estabilidad térmica, 58, 63, 97, 102, 107, 127
etapas complementarias, 81, 85, 99, 142

F

f_α, 50, 56
f'_α, 56
f_T, 50, 204
f_i, 50, 56, 205
factor de estabilización, 172
factor de estabilidad de impulso térmico, 139
factor de realimentación de tensión, 36
factor de selectividad, 111
factor de transporte, 30
Fermi
  energía, 19
  nivel, 19, 24, 162
filtros cerámicos, 112
formador de impulsos, 225
fósforo, 23
fototransistor, 213
frecuencia intermedia, 119
fuentes de alimentación
  corriente constante, 172, 183-184
  tensión constante, 172-183

G

ganancia
  de corriente «a la presentación», 208
  de corriente dinámica, 41
  de potencia, 42, 124, 127, 168
  de potencia de conversión, 122
  de tensión, 42, 232, 237-248
ganancia-anchura de banda, producto, 86
generadores de impulsos, 214-222
generadores de función, 201
generador inestable, 214
germanio, 17, 30, 164
  diodo de capa, 141, 149-151

H

huecos, 19
  almacenamiento, 150, 157
  movilidad, 21
huida térmica, 58, 128

I

igualación de respuesta, 96
impedancia
  de entrada, 36, 40, 68, 69, 73, 88, 91, 108, 235-249
  de salida, 68, 69, 73, 88, 108, 236-249
  mala adaptación, 88-91, 95
impurezas tipo donador, 23
indio, 24
  antimonio, 17, 18, 162
  arseniuro, 17, 18
intermodulación, 120
intrínseca
  conducción, 20, 29, 57
  relación de reserva, 228

L

línea de carga, 125, 139, 165
lógica transistor-resistencia, 208, 211, 213
longitud característica, 25

M

mala adaptación, 88, 95, 116
memoria de ferrita, 71
mezcladores, 119-122
Miller
  capacitancia, 78
  efecto, 101, 107
modulador, 77
movilidad, 19
  de electrones y huecos, 21
multivibrador, 214

N

neutralización, 107
niveles de energía, 17-22
nivel de impureza, 24
«nor», elemento, 212, 222

O

oscilador
bloqueo, 219
Colpitts, 194
muy bajas frecuencias, 201
controlado por cristal, 199
diodo túnel, 166, 170
doble T, 197
frecuencia modulada, 194
Hartley, 120, 195
L-C, 189-195
local, 119-120
R-C, 195-199
puente de Wien, 198
óxido de cobre, 17

P

parámetros
h, 35, 231
híbridos, 35, 231
híbridos π, 48, 155
T, 46, 233
y, 52, 233
z, 45
de carga, 205, 211
pares electrón-hueco, 19
piezoelectricidad, 112
polarización
directa de capa *pn*, 28
inversa (de una zona *pn*), 26, 82
portadores
mayoritarios, 29, 78
minoritarios, 24, 31

R

radiación (de sumideros de calor), 130
realimentación
amplificador, 88-96, 243-249
compuesta, 93
paralelo en la entrada y en la salida, 89, 244
paralelo en la entrada y en serie en la salida, 91, 247
serie en la entrada y en la salida, 88, 243
serie en la entrada y en paralelo en la salida, 93, 248
realimentación negativa, 59, 76, 81, 86-96, 137
a altas frecuencias, 95
recombinación, 24, 28, 78, 206, 210
refinamiento por zonas, 21
rectificadores controlados, 172
recuperación directa
de diodos, 150
tensión de, 151
recuperación inversa (de diodos), 149
región pentodo (de transistor de efecto de campo), 78
región triodo (de transistor de efecto de campo), 78
regulación
derivación, 173
serie, 172, 174
relación pico/valle, 164
relación de reserva, 228
resistencia térmica, 128-133
resistividad de semiconductores, 21, 22, 148
ruido, 78
factor, 78
limitador, 118
térmico, 79
del transistor, 78

S

sal de La Rochella, 112
salida en abanico, 211
semiconductores, definición, 17
sensibilidad de tensión (de capacitancia de diodo), 156
Shockley, W. B., 77
silicio, 17, 21, 30, 77, 82, 164
diodo de capas, 147, 149-151
diodo de cuatro capas, 157
óxido, 54
rectificadores controlados, 172, 185, 187, 213, 225, 237
resistencia de, 141
sintonía remota, 157
sorteo de impulsos, 153
sumideros de calor, 101, 128-133
aletas múltiples, 133
área de la superficie, 130
cavidades, 131
conductividad térmica, 130
ejemplos, 131
espesor, 130
pinzas de montaje, 131

T

tecnetrón, 77
temperatura máxima de capa, 128

tensión
de codo, 77
en rampa, 219
de referencia, 173, 176
de vuelco, 147, 113
teoría de bandas de los sólidos, 17-20
termistor, 141, 177, 198
thyristores, 157
tiempo
de almacenaje, 204, 205
de apagado, 204-205, 210
de caída, 203-205
de elevación, 150, 204-205, 216
de encendido, 204-205, 211, 215
de propagación de señal, 211
de retardo, 204-205
de vida, 24
tirón de oscilador, 120
titanato zirconato de plomo, 112, 200
transconductancia, 89-91, 244 (*véase también* conductancia mutua)
transistores
de aleación, 50, 91, 106, 113
de aleación difusa, 51, 95, 106, 115
de capa, 28, 50
cultivados, 28, 50
epitaxiales, 53, 57, 95, 115, 126
epitaxiales planos, 53, 99, 115
microaleación, 54
npn, 31, 83
unicapa, 227
unipolares, 77
transresistencia, 90, 247

U

unilateralización, 107

Y

«y», circuito, 153, 169, 212
zona *pn*, 25, 77